

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**2010**

**Bc. Jiří Friedrich**

**VŠB - Technická univerzita Ostrava**  
**Fakulta elektrotechniky a informatiky**  
**Katedra elektroniky**

**Moderní metody řízení střídavých  
regulovaných pohonů s asynchronními  
motory**

**Modern Control Methods of A.C. Drives  
with Induction Motors**

**2010**

**Bc. Jiří Friedrich**

## Zadání diplomové práce

Student:

**Bc. Jiří Friedrich**

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2612T015 Elektronika

Téma:

Moderní metody řízení střídavých regulovaných pohonů s  
asynchronními motory  
Modern Control Methods of A.C. Drives with Induction Motor

Zásady pro vypracování:

1. Teoretický rozbor bezsenzorových metod řízení asynchronního motoru.
2. Výběr vhodné metody pro estimaci mechanické úhlové rychlosti asynchronního motoru.
3. Vytvoření simulačních modelů a následná simulace regulačních struktur pomocí programu Matlab - Simulink.
4. Analýza výsledků simulací a jejich porovnání s teoretickými předpoklady.

Seznam doporučené odborné literatury:

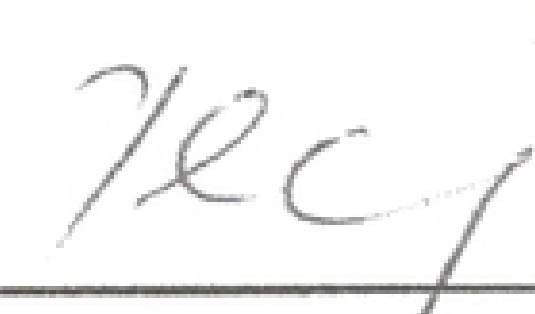
Podle pokynů vedoucího diplomové práce.

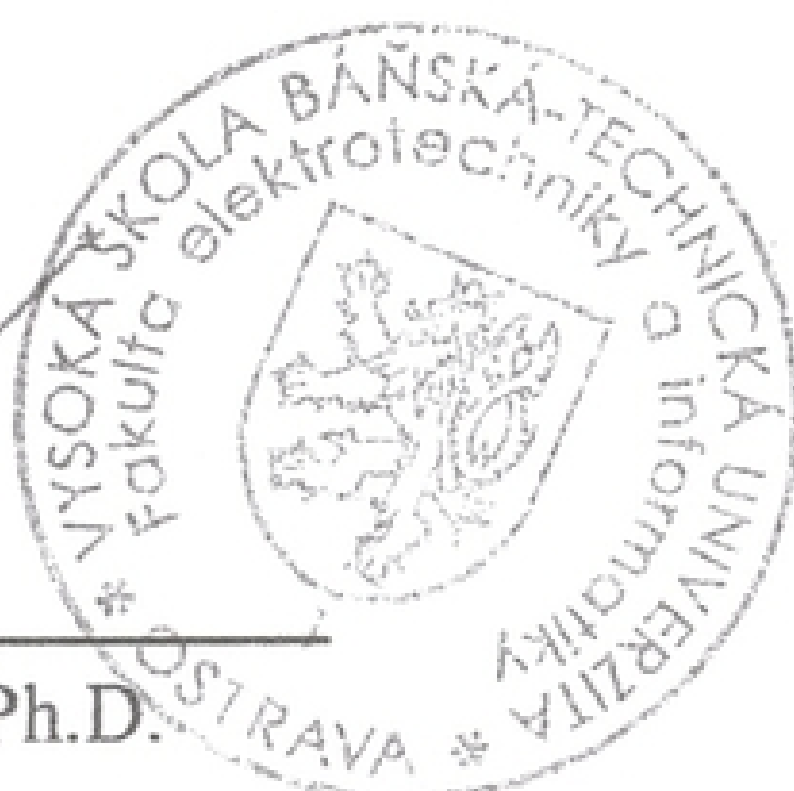
Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

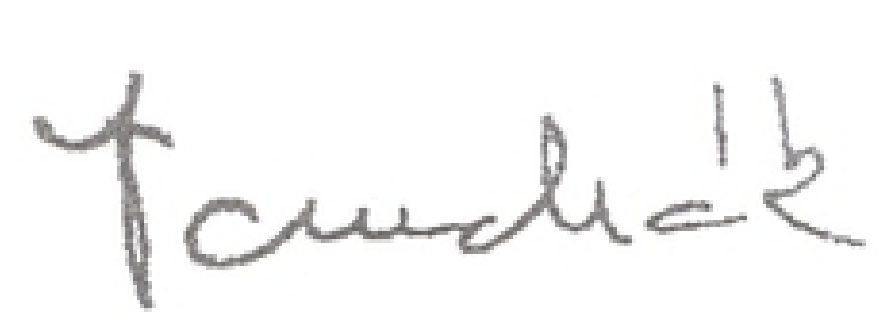
Vedoucí diplomové práce: **prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc.**

Datum zadání: 20.11.2009

Datum odevzdání: 07.05.2010

  
\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.  
vedoucí katedry



  
\_\_\_\_\_  
prof. Ing. Ivo Vondrák, CSc.  
děkan fakulty

### **Poděkování**

Na tomto místě bych velmi rád poděkoval vedoucímu diplomové práce, prof. Ing. Pavlu Brandštetterovi, CSc., za odborné vedení, cenné rady, připomínky a všestrannou péči při zpracování zadané problematiky.

### **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně a uvedl všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

**V Ostravě, dne 25. 4. 2010**

## Abstrakt

Předkládaná práce analyzuje řízení moderních bezsenzorových AC pohonů z hlediska způsobů estimace rotorové rychlosti pomocí stavových pozorovatelů. Jak totiž ukazuje technická praxe, je v mnoha ohledech příznivé získávat informaci o rychlosti tímto nepřímým způsobem postaveným na znalosti matematického modelu asynchronního motoru. Zvláštní důraz je kladen na Luenbergerův pozorovatel, stranou ovšem nezůstává ani jemu velmi podobný pozorovatel s klouzavým módem, tzv. sliding mode observer. Klíčovým bodem návrhu pozorovatele bývá stanovení vhodné matice zesílení pozorovatele. V zásadě existují dvě varianty, jedna, tzv. standardní, vyžaduje informaci o odhadu rychlosti, druhá nikoli a v tom je přínosná, neboť její výpočetní nároky jsou adekvátně tomu nižší. Cílem praktické části práce byla simulace uvedených stavových pozorovatelů v širokém spektru otáček a jejich porovnání z hlediska přesnosti, dynamiky a volby matice zesílení.

**Klíčová slova:** asynchronní motor, vektorové řízení, bezsenzorové pohony, estimace rychlosti, Luenbergerův pozorovatel (LO), pozorovatel s klouzavým módem (SMO)

## Abstract

This essay analyzes modern control methods of sensorless AC drives with induction motors from the point of view of rotor speed estimation methods based on state observers. As it results from the technical practice, it is in many ways convenient to acquire the information about speed in this indirect way, which is based on the knowledge of induction motor mathematical model. Special accent is on the Luenberger observer however a very similar one, the sliding mode observer, does not remain aside. The crucial moment of the observer design is to propose the suitable observer gain matrix. There exist in principle two possibilities. The first so-called standard design method contains estimated speed the second does not which is advantageous because of smaller computational demands. The aim of the practical part was to simulate the mentioned state observers in wide range of revolution and to compare them from the point of view of accuracy, dynamics and gain matrix choice.

**Keywords:** induction motor, vector control, sensorless drives, speed estimation, Luenberger observer, sliding mode observer

# **OBSAH**

<b>Seznam použitých symbolů a značek</b>	<b>2</b>
<b>Úvod</b>	<b>3</b>
<b>1. Bezsenzorové řízení pohonů s asynchronními motory</b>	<b>4</b>
1.1. Pozorovatel stavu	7
1.2. Stochastický pozorovatel – Kalmanův filtr	8
1.3. Deterministický pozorovatel	11
1.3.1. Klasický Luenbergerův pozorovatel (LO)	11
1.3.2. Pozorovatel s klouzavým módem (SMO)	13
1.3.3. Pozorovatel s klouzavým módem (SMSO)	14
1.3.4. Rozšířený Luenbergerův pozorovatel (ELO)	16
<b>2. Simulace bezsenzorového pohonu se stavovými pozorovateli</b>	<b>20</b>
2.1. Simulace Luenbergerova pozorovatele se standardní maticí zesílení	22
2.1. Simulace Luenbergerova pozorovatele s modifikovanou maticí zesílení	28
2.2. Simulace pozorovatele typu sliding mode se standardní maticí zesílení	33
2.2. Simulace pozorovatele typu sliding mode s modifikovanou maticí zesílení	37
<b>Závěr</b>	<b>39</b>
<b>Literatura</b>	<b>40</b>

## Seznam použitých symbolů a značek

### *Značky*

$i$	[A]	proud
$J$	[kg.m <sup>2</sup> ]	moment setrvačnosti
$L$	[H]	indukčnost
$M_M$	[Nm]	moment motoru
$M_L$	[Nm]	moment zátěže
$p$	[-]	počet pólových dvojic
$R$	[Ω]	činný odpor
$T$	[s]	časová konstanta
$u$	[V]	napětí
$\varepsilon$	[rad]	úhel natočení rotoru vůči statoru
$\sigma$	[-]	činitel celkového rozptylu
$\psi$	[Wb]	spřažený magnetický tok
$\Omega_m$	[rad.s <sup>-1</sup> ]	mechanická úhlová rychlost
$\omega$	[rad.s <sup>-1</sup> ]	elektrická úhlová rychlost

### *Indexy a symboly*

$d$	reálná osa rotorového souřadného systému
$h$	hlavní
$q$	imaginární osa rotorového souřadného systému
$r, R$	v případě dolního indexu: rotorový v případě horního indexu: v rotorové souřadné soustavě
$S$	v případě dolního indexu: statorový v případě horního indexu: ve statorové souřadné soustavě
$sl$	skluzová
$\hat{\phantom{x}}$	estimovaný

## Úvod

Vzhledem k tomu, že znalost principů vektorové regulace spadá již do minulých desetiletí [3] a její praktické zvládnutí je dnes již také samozřejmostí, ubírá se technologická praxe cestou modifikací a cizelování vlastností takto řízeného pohonu. Teoretické studie naznačovaly několik potenciálních možností, např. adaptace parametrů regulované soustavy a vyhodnocení rychlosti otáčení rotoru střídavých motorů nepřímým způsobem.

Zvláště snaha o eliminaci čidla otáček byla zásadním průlomem, protože z ní vyplývající výhody jsou nasnadě. Jsou to v první řadě vyšší spolehlivost, možnost použití v náročnějších prostředích, nárůst šumové imunity, neovlivněný moment setrvačnosti pohonu a mnohé jiné. Uvedené přednosti platí pochopitelně obecně, tedy pro libovolný typ motoru. Zpočátku se proto jednalo o návrhy bezsenzorových DC pohonů, jejichž matematický model je poměrně jednoduchý a tedy i výpočetně nenáročný. Technické realizace v oblasti asynchronních motorů bylo dosaženo až později (k zásadnějšímu rozšíření došlo až koncem 90. let), a to hlavně v návaznosti na zvýšení výpočetních možností mikroprocesorové techniky, především DSP. Hlavní překážkou byla totiž dlouho matematická komplikovanost modelu asynchronního resp. synchronního motoru. Mimořádný nárůst zájmu odborné veřejnosti o tyto aplikace a vysoká poptávka podpořená poklesem pořizovacích nákladů úzce souvisí s nutností se těmito pohony intenzivně zabývat. Především to platí o asynchronních motorech, proto se tato práce zaměřuje na tuto oblast.

Obecně existuje značné množství přístupů k problematice nepřímého vyhodnocování rychlosti, od jednoduchých metod pracujících bez zpětné vazby až po velmi sofistikované, jako např. systémy se stavovým pozorovatelem či systémy založené na umělé inteligenci (velmi dobrých výsledků dosahují adaptivní algoritmy založené na neuronových sítích [7]). Šíře se dnes již také uplatňují algoritmy založené na fuzzy logice [1], [9]. Na tomto místě je ovšem také nutno zdůraznit, že myšlenka bezsenzorových pohonů není vše řešící, stále budou existovat aplikace, v nichž se uplatní extrémní přesnost inkrementálních čidel, jejichž vývoj také nezaostává a jejichž přesnost stále roste a zároveň se pomalu zmenšují jejich rozměry.

Cílem teoretické části předkládané práce bylo provést analýzu jednotlivých variant bezsenzorového řízení, konkrétně pomocí stavových pozorovatelů. Podrobně byly rozebrány jednotlivé dominantní varianty deterministických pozorovatelů, přičemž zvláštní důraz byl kladen na Luenbergerův pozorovatel a pozorovatel s klouzavým módem, tzv. sliding mode observer včetně případných modifikací. Stochastickým pozorovatelům byla věnována jen okrajová pozornost kvůli šířce a rozsahu problematiky, jež by překročila možnosti této práce.

Druhá, praktická část předkládané práce obsahuje popis návrhu a simulace vybraných perspektivních variant pozorovatelů. Na základě výsledků simulací jsou také diskutovány jejich vlastnosti při různých otáčkách a porovnány průběhy regulace otáček při řízení s čidlem a bez čidla otáček.



## 1. Bezsenzorové řízení pohonů s asynchronními motory

Pro přesnou a rychlou regulaci střídavých pohonů s asynchronními motory se v současnosti užívá nejčastěji vektorové řízení a přímé řízení momentu (toto nebude dále diskutováno, ačkoli je ze své podstaty také bezsenzorové). Principiálně jde o to, že se z matematického modelu ASM v reálném čase s použitím mikroprocesorů nebo signálových procesorů vypočítávají veličiny a parametry AM nezbytné pro jeho řízení zvolenou metodou. Jak je obecně známo, jedním z hlavních znaků a výhod vektorového řízení je možnost nezávislé regulace momentu a magnetického toku stroje. Pro smysluplnou regulaci jeho mechanických otáček je ovšem zapotřebí znát rychlost otáčení rotoru a to jak v ustáleném stavu, tak i v přechodných stavech.

Standardně se pro otáčkovou regulaci používá zpětnovazební signál z mechanického čidla rychlosti umístěného na hřídeli motoru. Použití snímače však zvyšuje pořizovací náklady, celkový zastavěný objem a snižuje spolehlivost a šumovou imunitu celého pohonu. U některých aplikací dokonce není montáž čidla na hřídel technicky proveditelná. Proto se začaly vyvíjet a vyrábět regulované AC pohony (zprvu především nižších výkonů), jež nevyžadují přímé měření otáček, ani polohy rotoru. V odborné literatuře se pro tento způsob řízení vžil název bezsenzorové řízení (sensorless control), přičemž se uvažuje eliminace snímače otáček nebo polohy rotoru, nikoliv všech snímačů, např. proudu nebo napětí.

Co se týká kvality regulačních vlastností, lze říci, že se bezsenzorové vektorově řízené pohony pohybují mezi jednoduchými skalárně řízenými pohony (metodou  $U/f$ ) a mezi vektorově řízenými servopohony pro nejnáročnější aplikace, které se bez přesného čidla polohy zatím neobejdou. Rostoucí cenová dostupnost a vyšší výpočetní výkonnost mikroprocesorů a signálových procesorů jsou ale jedněmi z hlavních důvodů, proč se otázkou bezsenzorového řízení AM zabývá stále širší vědecko-výzkumná obec (zvýšený zájem vědecké populace přispívá ve svém důsledku k dynamickému zkvalitňování estimačních algoritmů a rasantnímu posunu jejich přesnosti k oblasti pohonů s čidly otáček). S pomocí moderní mikroprocesorové techniky lze totiž více či méně přesně odhadnout okamžitou velikost problematicky měřitelných veličin a parametrů (magnetický tok, moment, časová konstanta rotoru), ale i těch, jejichž měření je poměrně snadné, ale z různých důvodů (cena, spolehlivost, robustnost) nevýhodné.

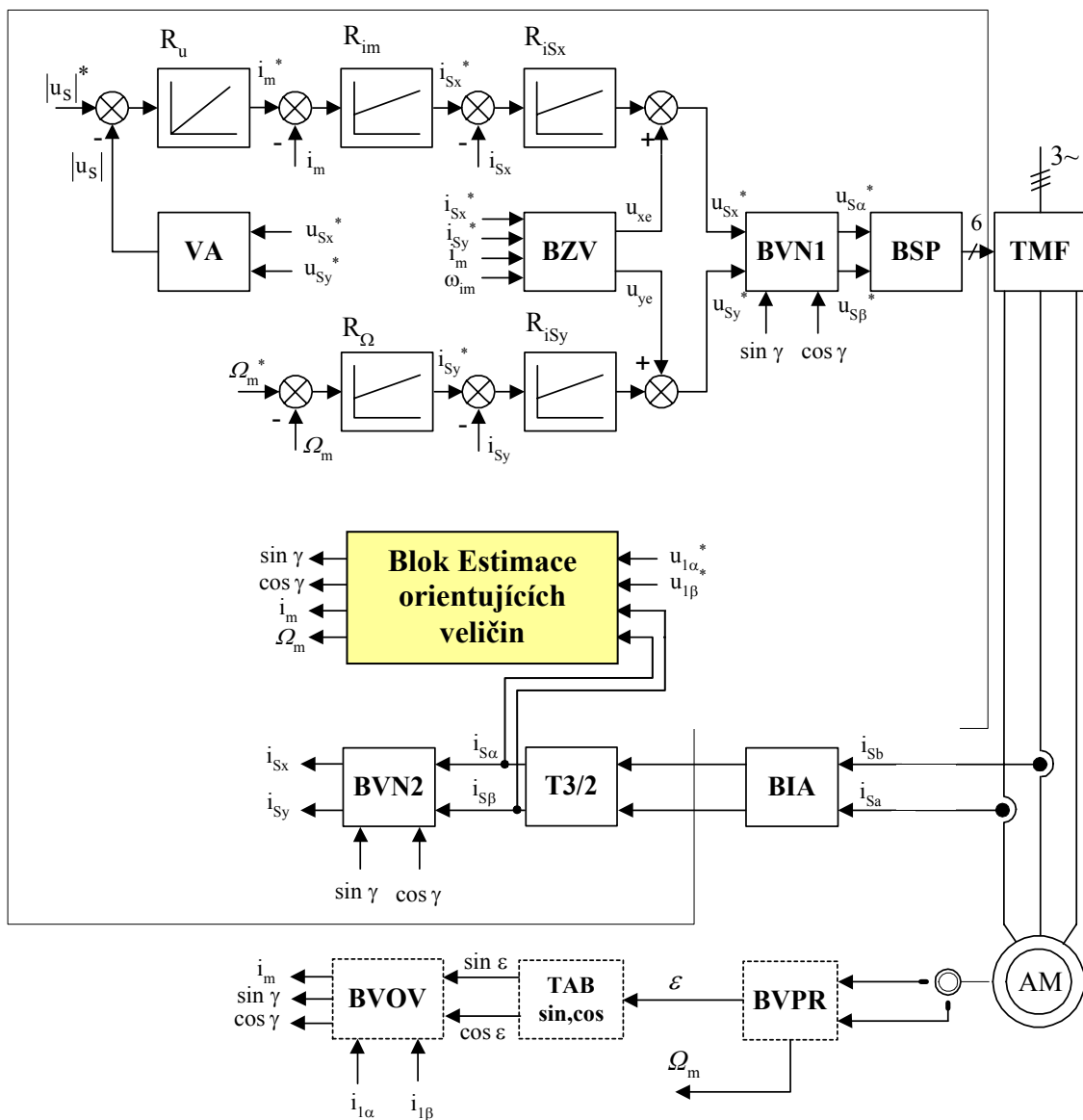
U převážné většiny metod řízení ASM bez přímého měření jeho otáčivé rychlosti se řeší tyto tři úlohy:

- Určení aktuální polohy vektoru magnetického toku - kvůli transformaci souřadných systémů a přesného rozdělení statorového proudu na dvě kolmé složky.
- Určení mechanické rychlosti otáčení hřídele motoru - kvůli přesné regulaci otáček.
- Identifikace parametrů matematického modelu ASM - kvůli zajištění dostatečné přesnosti výpočtů.

Všechny metody provádějí výpočty regulačních veličin na základě lehce dostupných měřených hodnot statorových proudů a napětí DC meziobvodu, některé používají speciálních měřících obvodů pro přesnou identifikaci fázového napětí. Z modelu AM se potom odhadují další veličiny jako magnetický tok, moment, skluz, mechanická rychlost, apod. v závislosti na zvoleném estimačním algoritmu. Ideální algoritmy navíc vyhodnotí změnu skutečných parametrů AM vlivem provozních

podmínek a na jejich základě upraví jak parametry použitého matematického modelu, tak i parametry regulačních smyček.

Obecně se metody estimace mezi sebou liší v omezeních z hlediska regulačního rozsahu rychlosti, ve statických a dynamických vlastnostech pohonu, a v požadavcích na výpočetní výkon řídicího procesoru. Pro jejich realizaci je většinou zapotřebí výkonných signálových procesorů (DSP), jež jsou schopny v dostatečně krátké době zpracovávat tyto matematicky náročné algoritmy.



**Obr.1.1.** Struktura vektorového řízení bez čidla rychlosti

Základní bezsenzorové techniky lze rozdělit následujícím způsobem:

- estimátory pracující v otevřené smyčce s využitím monitorování statorových proudů a napětí
- systém s referenčním a adaptivním modelem (MRAS)
- estimátory využívající prostorové saturace statorových napětí
- estimátory využívající drážkové harmonické
- pozorovatelé (Kalmanův, Luenbergerův)
- estimátory využívající umělé inteligence

V porovnání s pozorovateli bez zpětné vazby jsou ty se zpětnou vazbou obecně mnohem robustnější ve vztahu ke změnám parametrů motoru. Je ukázáno, že vybrané techniky mohou dosáhnout dobrých provozních vlastností i při velmi nízkých otáčkách blížících se nule. Navzdory tomu, či spíše právě proto bývá proces digitální implementace komplikovanější a zvyšuje tak v konečném důsledku i cenu. Mezi výše uvedenými bezsenzorovými technikami se jeví ty, jež jsou založené na vyhodnocování stavových veličin, tzv. pozorovatelé jako velmi univerzální a zároveň také přesné. Některé z těchto metod mohou zajistit značnou robustnost a dosti vysokou přesnost v širokém rozsahu rychlostí při relativně jednoduché implementaci. Volba vhodného estimátoru je však vždy určitým průsečíkem kvality na jedné straně a nízké ceny na straně druhé.

Základní princip vektorové regulace AM bez čidla otáček, odpovídající modelu, na němž byly provedeny simulace uvedené v dalších kapitolách, je zřejmý z obr. 1.1. Podrobněji je popsán např. v [5]. V rámci této práce byly jako součást bloku estimace orientujících veličin analyzovány různé typy pozorovatelů deterministického typu.

Co se týká již zmíněné přesnosti, dá se současný stav zobecnit takto. V současnosti se jeví jako jediná významnější nevýhoda bezsenzorových pohonů malá přesnost regulace rychlosti při nízkých otáčkách rotoru (pod 1% jmenovitých otáček). V této oblasti se celý systém stává nestabilním, neboť se více projevují odchylky v parametrech skutečného stroje a jeho modelu. Snímané úrovně napětí jsou velice malé a identifikace rychlosti nepřesná. Zatímco nad touto hranicí dosahují "bezsenzorové" algoritmy přesnosti okolo  $0,1 \div 0,01\%$ , pod ní je to jen okolo 1% jmenovité rychlosti [10]. Z tohoto důvodu je zatím většina klasických variant bezsenzorového řízení AM v okolí nulových otáček pro mnoho aplikací poněkud nepraktické. To však neznamená, že perspektivně se tyto parametry nedají zkvalitnit. Možnosti řešení těchto problémů jsou naznačeny v dalším textu.

Jedním z velkých problémů, který se v souvislosti uvedenými postupy řízení vyskytuje je identifikace parametrů. Elektrické pohony řízené některými moderními metodami totiž vyžadují identifikaci vnitřních parametrů motoru. Obecně platí, že jsou regulační vlastnosti pohonu s AM značně závislé na jejich přesném určení. Už jenom jednoduché skalární řízení  $U/f$  vyžaduje znalost nelineární závislosti statorového napětí na napájecí frekvenci v oblasti velmi malých otáček. Tato charakteristika je určena právě parametry motoru. Jejich identifikaci lze provádět například měřením elektrických veličin nezatíženého motoru, jednofázovým měřením, měřením odporu  $R_s$  stejnosměrným proudem, Fourierovou analýzou [10]. Z těchto měření a analýz lze vypočítat parametry AM (statorové a rotorové odpory, indukčnosti, časové konstanty, mechanickou časovou konstantu, magnetizační proud, apod.) a použít je pro jeho přesnější řízení. Velkým problémem se jeví být identifikace rotorové časové konstanty  $\tau_R$ . Mnohé publikované postupy ovšem vyžadují pro přesnou identifikaci měření dalších veličin pohonu - např. teploty vinutí. Identifikační metody nevyžadující měření, zato však požadující měření  $\omega_r$ , jsou založeny na odhadu odchylky hodnoty  $\tau_R$ , jež se objevuje v rovnicích popisujících model AM, od hodnoty skutečné. Špatné určení  $\tau_R$  má za následek chybný výpočet úhlu natočení vektoru magnetického toku, jenž je nutný pro transformaci souřadných systémů. Jak řešit proces adaptace na změnu rotorové časové konstanty se uvedeno např. v [5].

## 1.1. Pozorovatel stavu

Pro návrh bezsenzorového vysoce dynamického AC pohonu je nutné stanovit jak rotorovou rychlost, tak magnetický tok (spřažený, rotorový), v závislosti na zvoleném vztažném systému, v němž je vektorová regulace provedena. V konvenčních případech jsou hodnoty výše uvedených veličin získány pomocí estimátorů bez zpětné vazby. Často se k estimaci hledaných elektrických i mechanických veličin používá estimátorů s napěťovým modelem AM, proudovým modelem AM či kombinace uvedených, tzv. hybridní estimátor. Problémem tohoto přístupu je obecně fakt, že estimační chyba zavedená do procesu estimace nemůže být odstraněna, což může vést k narůstající odchylce výsledku od aktuální hodnoty. Je-li chyba podstatná, může to vést degradaci stability systému. Proto je u bezsenzorových pohonů vhodné, aby estimace rychlosti a estimace magnetického toku nebyly prováděny odděleně, protože vždy existují vzájemné interakce mezi oběma systémy estimace. Např. chyba zanesená do procesu estimátorem toku může být zesílena procesem estimace rychlosti a vice versa.

Obecně je estimátor definován jako dynamický systém, jehož stavové proměnné jsou odhady stavů jiného systému, obecně např. elektrického stroje. V zásadě existují dvě základní formy implementace estimátoru – bez zpětné vazby a s ní, lišící se v tom, zda je v estimačním algoritmu využita informace o odchylce mezi měřeným a estimovaným stavem. Hlavním úkolem moderních estimačních algoritmů je popsat implementaci procesu současné estimace toku a otáček v reálném čase pomocí stavových pozorovatelů.

Estimátory bez zpětné vazby, jež jsou z principu poměrně velmi jednoduché dnes již svými možnostmi neodpovídají zvýšeným nárokům na přesnost a kvalitní dynamiku, a proto je od jejich využívání upouštěno. Tyto estimátory vykazují hlavně v oblastech malých rychlostí výraznou náchylnost na změnu parametru pohonu a to jak v přechodných dějích tak i ustálených stavech. Toto ovlivnění je možné do značné míry redukovat pozorovateli se zpětnou vazbou. Z uvedených důvodů se estimátory bez zpětné vazby nezabýváme, velmi obsáhlý popis různých modifikací je možné nalézt v [18]. Estimátory se zpětnou vazbou pracující se stavovým modelem je zvykem nazývat jako tzv. pozorovatele. Výše byly v krátkosti vyjmenovány i jiné estimátory pracující se zpětnou vazbou.

Základní dělení pozorovatelů je odvozeno od toho, jaká je zvolená reprezentace systému, totiž zda je charakteru deterministického, či stochastického.

Princip pozorovatele vychází ze znalosti přesného modelu daného asynchronního motoru, jehož základní popis ve stavovém prostoru vychází z rovnice (1-1) a je možné jej zapsat pomocí stavových rovnic (1-3) a (1-4)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1^R \\ \Psi_2^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_R/K_L & \frac{L_h R_R}{L_R K_L} - \frac{L_h}{L_R K_L} j\omega_m \\ L_h/T_R & -1/T_R + j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1^R \\ \Psi_2^S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_S^R/K_L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

$$\text{kde} \quad K_R = R_S + \frac{L_h^2}{L_R^2} R_R \quad K_L = L_S - \frac{L_h^2}{L_R} \quad T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (1-2)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (1-3)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (1-4)$$

kde  $\mathbf{x} = [i_{1x}, i_{1y}, \psi_{2x}, \psi_{2y}]^T$  je stavový vektor stavů,  $\mathbf{u} = [u_{1x}, u_{1y}]^T$  obsahuje složky statorových napětí v souřadném systému orientovaném na rotorový tok a vstupní matice  $\mathbf{B}$  je definována následovně:

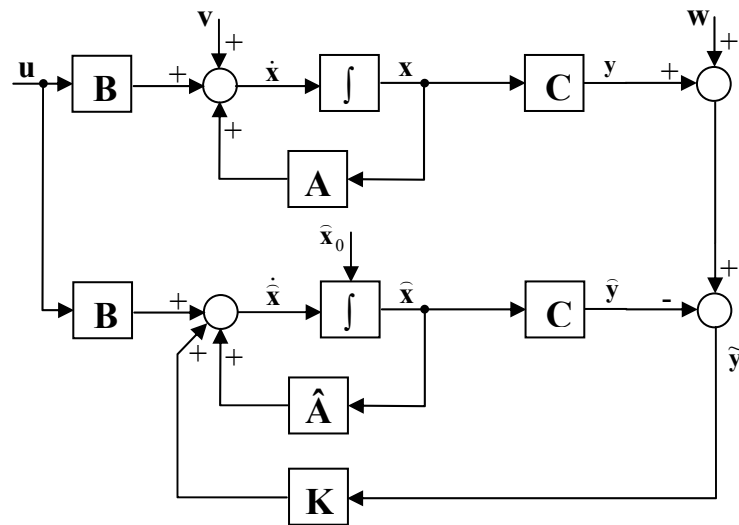
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{K_R}{K_L} & 0 & \frac{L_h R_R}{L_R K_L} & \frac{L_h}{L_R K_L} \omega_m \\ 0 & -\frac{K_R}{K_L} & -\frac{L_h}{L_R K_L} \omega_m & \frac{L_h R_R}{L_R K_L} \\ \frac{L_h}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_h}{T_R} & \omega_r & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{K_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

## 1.2. Stochastický pozorovatel - Kalmanův filtr

Prvním přístupem, jehož zde uvedený popis je jen principiální, je přístup stochastický, tedy přístup na základě statistických hodnocení. Typickým pozorovatelem této kategorie je Kalmanův filtr, aplikovatelný na lineární stochastické systémy, resp. tzv. rozšířený Kalmanův filtr (EKF- Extended Kalman Filter), jenž umožňuje použití i v případě nelineárních systémů. Jde z principu o rekurzivní filtr (založený na znalosti statistik stavů a šumů vytvořených měření a systémovým modelováním), který může být aplikován na nelineární časově proměnný stochastický systém.



**Obr. 1.2.** Blokové schéma pozorovatele založeného na Kalmanově filtru

Cílem je tedy získat informace o neměřených stavových veličinách pomocí měřených stavů a statistik šumu systému a měření. Algoritmu KF odpovídá blokové schéma na obr. 1.2.

Symbol  $\mathbf{v}$  označuje náhodné rušení, u něhož se předpokládá nulová střední hodnota. Tomuto rušení odpovídá kovarianční matice  $\mathbf{Q}(k)$ . Šum měření je pak označen symbolem  $\mathbf{w}$  a z hlediska vlastností uvažujeme podobnost s  $\mathbf{v}$ . Jemu odpovídá kovarianční matice  $\mathbf{R}(k)$ . Obecně lze pod pojmem šumů hledat nepřesnosti výpočtu, chyby modelu, chyby v měření.

Estimace stavového vektoru  $\hat{\mathbf{x}}$  je získána z predikované hodnoty vektoru  $\mathbf{x}$  a hodnota predikovaného vektoru je dále rekursivně upravována pomocí korekčního členu  $\mathbf{K}\tilde{\mathbf{y}}$ . Tento člen je složen z tzv. Kalmanova zesílení  $\mathbf{K}$  a rozdílu odchylek měřeného a estimovaného výstupního vektoru  $\tilde{\mathbf{y}} = (\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}})$ .

Algoritmus je tedy možné rozdělit z hlediska procesu estimace na dvě fáze:

V první fázi, tzv. predikční, dochází k predikci nové hodnoty stavového vektoru  $\mathbf{x}(k+1)$  na základě matematického modelu a předchozích estimovaných stavů. V této fázi je také predikována hodnota kovarianční matice  $\mathbf{P}$  (k predikci je použito matematického modelu a kovarianční matice systému  $\mathbf{Q}$ ).

V druhé fázi, tzv. filtrační, je vyčíslován odhad stavového vektoru  $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$ . Jeho predikovaná hodnota je zpřesněna připočtením korekčního členu  $\mathbf{K}\tilde{\mathbf{y}}$ . Matice Kalmanova zesílení je dopočítávána tak, aby minimalizovala chybu estimace. Z výše uvedeného je zřejmé, že predikovaná hodnota stavového vektoru je upravována s použitím zpětnovazebního obvodu využívajícího aktuální naměřené hodnoty proudů.

Vzhledem k tomu, že kovarianční matice systémového šumu  $\mathbf{Q}$  je čtvercová matice 5. řádu a kovarianční matice šumu měření je čtvercová 2. řádu, bylo by tedy obecně vzato nutno nastavit 29 prvků. Za předpokladu, že se signály šumů vzájemně neovlivňují, budou matice  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$  diagonální s pěti, resp. dvěma členy na diagonále. Uvažujeme-li navíc, že jednotlivé parametry v přímé a kolmé ose se rovnají, lze takto snadno zjednodušit situaci na volbu jen čtyř prvků matic  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$ .

### Nastavení a implementace

Stavová rovnice EKF má na základě předchozích odstavců tvar

$$\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}\tilde{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}[\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s] \quad (1-8)$$

Před použitím EKF je nutné vhodně nastavit startovací hodnoty stavového vektoru  $\mathbf{x}_0$ , parametry kovariančních matic  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  a parametry kovarianční matice stavů  $\mathbf{P}$  (někdy je označována jako chybová kovarianční matice). Nastavení těchto parametrů se jeví jako nejkritičtější část návrhu EKF.

Na základě teoretických rozborů a praktických měření je možné pro nastavení matic použít určitá pravidla: zvětšování prvků matice  $\mathbf{Q}$  odpovídá většímu šumu systému nebo větší „nejistotě“ použitého modelu. To vede ke zvětšení zesílení (matice  $\mathbf{K}$ ). Měřené hodnoty budou zahrnuty do odhadu s větší vahou a vzroste dynamika sledování stavů.

V případě zvětšování prvků matice  $\mathbf{R}$  budou měřené hodnoty považovány za více zatížené šumem a tím dochází ke zmenšení jejich vlivu při odhadu stavového vektoru. Zesílení Kalmanova filtru se bude snižovat a tím i dynamika sledování stavů bude nižší.

Pokud budou rozdíly v nastavení matic  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  příliš velké (např. hodnoty prvků matice  $\mathbf{Q}$  budou příliš velké oproti prvkům matice  $\mathbf{R}$ , pak toto může vést ke vzniku nestability. Počáteční nastavení kovariančních matic odráží stupeň znalosti o počátečních stavech [5]. Celkový algoritmus výpočtu je

prováděn podle následujících rovnic. Predikovaný vektor symbolizuje rovná čárka nad symbolem vektoru.

Predikce stavového vektoru:

$$\bar{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_d \bar{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \quad (1-9)$$

kde  $\mathbf{A}_d$ ,  $\mathbf{B}_d$  a  $\mathbf{C}_d$  jsou diskretizované matice  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$  a  $\mathbf{C}$

Klíčovým bodem algoritmu EKF je výpočet kovarianční matice predikce  $\bar{\mathbf{P}}(k+1)$  a zesílení Kalmanova filtru  $\mathbf{K}(k+1)$ . Konkrétní matematické vyjádření jak je možno nalézt v [5], v tomto principiálním popisu není nutné je dále rozebírat.

Estimace stavového vektoru:

$$\mathbf{x}(k+1) = \bar{\mathbf{x}}(k+1) + \mathbf{K}(k+1)[\mathbf{y}(k+1) - \bar{\mathbf{y}}(k+1)] \quad (1-10)$$

$$\bar{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{C}_d \bar{\mathbf{x}}(k+1) = [\bar{i}_{s\alpha}, \bar{i}_{s\beta}]^T \quad (1-11)$$

$$\mathbf{y}(k+1) = [\bar{i}_{s\alpha}, \bar{i}_{s\beta}]^T \quad (1-12)$$

Následuje Stanovení kovarianční matice chyby estimace  $\mathbf{P}(k+1)$

Co se týká dále diskutovaných variant, a jejich porovnání s EKF, lze říci, že základní Luenbergerův pozorovatel je aplikovatelný na lineární, časově invariantní a deterministický systém. Naproti tomu rozšířený Luenbergerův pozorovatel je aplikovatelný i na nelineární, časově variantní deterministický systém. Nicméně v minulosti se v úlohách současné estimace stavů a parametrů u AC pohonů téměř výhradně používaly rozšířené Kalmanovy filtry (EKF). Tento stochastický přístup ovšem přinesl s sebou neodmyslitelně spjaté nepříjemnosti a nevýhody. Potíže mohou vyvstat v situacích, kdy je míra (obsah) šumu systému a doprovodných měření příliš nízká. Nastavování a ladění systému EKF probíhá ad hoc. V protikladu ke standardnímu lineárnímu Kalmanovu filtru není navíc EKF optimální (tento důležitá vlastnost se považuje za zřejmou, ovšem není zcela jednoznačně podložena) [2] a [8]. V případě, že předpokládané charakteristiky stochastického šumu neodpovídají reálným, může vzniknout problém zkreslení [8]. Zřejmě nejvíce nepříznivou nevýhodou je fakt, že v návrhu a implementaci EKF není k dispozici prostředek použitelný k nastavení dynamiky chování, aniž by byla ovlivněna přesnost v ustálených stavech. Díky tomu nemusí být tento tradiční přístup vždy účinný kvůli své výpočetní náročnosti a někdy dokonce i akceptovatelný kvůli svému zkreslení.

### 1.3. Deterministický pozorovatel

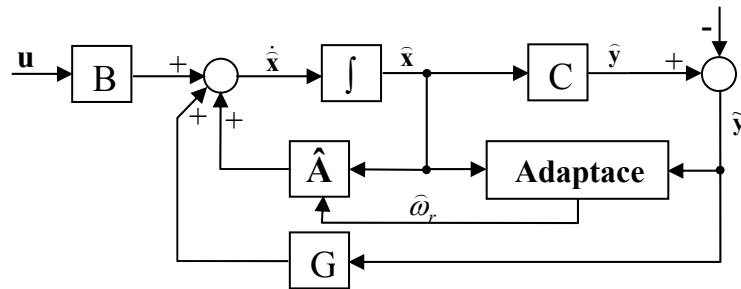
#### 1.3.1. Klasický Luenbergerův pozorovatel (LO)

Základní Luenbergerův pozorovatel, (dále LO), může být použit k odhadu (estimaci) stavů časově invariantního systému, který je popsán výše uvedeným systémem stavových rovnic (1-3) a (1-4). Tyto rovnice lze modifikovat na tvar, jenž popisuje samotný LO - rovnice (1-13) a (1-14). Principiální matematický základ této metody vychází z teorie popsané podrobně v [13]. Na jejím základě vznikla dnes již notoricky známá realizace v oblasti el. pohonů, např. [6] a [12].

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}\tilde{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}[\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}] \quad (1-13)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (1-14)$$

Kde  $\mathbf{G}$  je matice zesílení pozorovatele, jejíž jednotlivé prvky jsou diskutovány v dalším textu. Dle uvedených rovnic je možno sestavit blokové schéma LO, uvedené na obr. 1.3.



Obr. 1.3. Blokový diagram Luenbergerova pozorovatele

S uvažováním výše uvedených rovnic a matic dynamického modelu AM je možné stavové rovnice rozepsat pro jednotlivé stavové veličiny.

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_S = -\frac{R_S + (L_h / L_R)^2 R_R}{\sigma L_S} \hat{\mathbf{i}}_S + \frac{L_h}{\sigma L_S L_R} \left( \frac{1}{T_R} - j\hat{\omega}_r \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \frac{1}{\sigma L_S} \mathbf{u}_S + \mathbf{G}_1 [\hat{\mathbf{i}}_S - \hat{\mathbf{i}}_S] \quad (1-15)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\psi}}}_r = \frac{L_h}{T_R} \hat{\mathbf{i}}_S - \left( \frac{1}{T_R} - j\hat{\omega}_r \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{G}_2 [\hat{\mathbf{i}}_S - \hat{\mathbf{i}}_S] \quad (1-16)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_1 z \quad (1-17)$$

kde  $z$  je tzv. korekční člen daný rovnicí (1-18) a  $K_I$  je konstanta.

$$z = \psi_{R\alpha} (i_{S\beta} - \hat{i}_{S\beta}) - \psi_{R\beta} (i_{S\alpha} - \hat{i}_{S\alpha}) \quad (1-18)$$

Odtud lze pro adaptační algoritmus jako takový stanovit dva postupy, prostou integraci (1-19), či integraci s proporcionální složkou (1-20).

$$\hat{\omega}_r = K_1 \int z dt \quad (1-19)$$

$$\hat{\omega}_r = K_a z + K_b \int z dt \quad (1-20)$$

Matice  $\mathbf{G}$  (matice zesílení) je čtvercová matice s prvky  $\mathbf{G}_1 = g_{1r} + jg_{1i}$  ;  $\mathbf{G}_2 = g_{2r} + jg_{2i}$

$$g_{1r} = \lambda(k-1)(R_S L_R + R_R L_S) \quad (1-21)$$

$$g_{1i} = -(k-1)\hat{\omega}_r \quad (1-22)$$

$$g_{2r} = -\frac{(k-1)(R_R L_S - k R_S L_R)}{L_h} \quad (1-23)$$



$$g_{2i} = \frac{(k-1)}{\lambda L_h} \hat{\omega}_r \quad (1-24)$$

$$\text{kde } \lambda = \frac{1}{L_R L_S - L_h^2} \quad (1-25)$$

V klasických návrzích LO se při návrhu klíčové matice  $G$  postupuje dle pravidla, že póly pozorovatele jsou proporcionální ve vztahu k pólům AM. To znamená, že póly charakteristické matice  $A_G$  dle rovnice (1-26) musí být stabilní. Odtud lze dopočítat matici  $G$ . To, že se v takto standardně pojaté matici  $G$  vyskytují členy, které jsou funkcí rychlosti, může ovlivnit přesnost odhadu rychlosti.

$$A_G = A - GC \quad (1-26)$$

Existuje však mnoho dalších řešení tohoto problému stability. Jednou z cest je návrh tzv. optimálního algoritmu výpočtu matic  $G$  dle (1-27),

$$L = -K^T B R^{-1} \quad (1-27a)$$

Kde  $K$  je negativně definitní matice vycházející z řešení Riccatiho rovnice ((1-27b)) [14].

$$Q = KA + A^T K + KBR^{-1}B^T K \quad (1-27a)$$

Možné je také využití Popovova kritéria hyperstability nebo postupovat dle dobře známé a často využívané teorie asymptotické stability podle Ljapunova [4], [18]. Nový, modifikovaný přístup je uveden v [17]. Podstatným způsobem zjednodušené parametry zlepšující stabilitu systému, zvláště pak v oblasti vysokých rychlostí, navržené tak, aby posunuly póly pozorovatele doleva vzhledem k pólům motoru s tím, že imaginární složka nedoznává podstatné změny, jsou uvedeny v [19]. Členy takto navržené matice jsou uvedeny souhrnně v (1-28) – (1-31).

$$g_{1r} = 2b \quad (1-28)$$

$$g_{1i} = 0 \quad (1-29)$$

$$g_{2r} = \left[ 2L_h - \frac{L_S L_R}{L_h} + \frac{L_R}{L_h} \frac{R_R b (L_h^2 - L_S L_R) + L_R (R_S R_R - \omega_b^2 L_h^2)}{R_R^2 + \omega_b^2 L_R^2} \right] b \quad (1-30)$$

$$g_{2i} = \frac{[(R_R + bL_R)L_h^2 + (R_S - bL_S)L_R^2]L_R}{(R_R^2 + \omega_b^2 L_R^2)L_h} b \omega_b \quad (1-31)$$

Kde  $b$  je záporné konstantní zesílení a  $\omega_b$  je básová rychlost, obvykle volena podstatně vyšší než rychlost odhadovaná.

Samozřejmě, že je možné docílit dalšího zlepšení dynamiky estimace zahrnutím mechanického modelu motoru do estimačního algoritmu jak vyplývá z rovnic (1-32) a (1-34).

Mechanický model pohonu, uvažující moment zátěže je popsán rovnicí (1-32)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} M_L \\ \omega_r \\ \varepsilon_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -\frac{p}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_L \\ \omega_r \\ \varepsilon_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} M_M \quad (1-32)$$

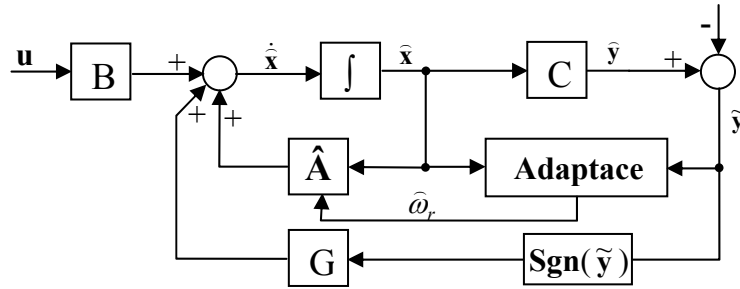
Využijeme-li výše uvedený korekční člen, lze snadno analogicky psát

$$\frac{d}{dt} \hat{M}_L = K_M z \quad (1-33)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \frac{p}{J} (\hat{M}_M - \hat{M}_L) + K_I z \quad (1-34)$$

### 1.3.2. Pozorovatel s klouzavým módem (SMO)

Teorie klouzavého módu přilákala širší pozornost v oblasti elektrických pohonů kvůli svým přednostem, konkrétně velké robustnosti vzhledem ke změnám parametrů, redukci řádu systému a jednoduché implementaci. Konkrétní chování pozorovatele SMO někdy též SMAO (sliding mode adaptive observer) je popsáno v experimentální části práce. V porovnání s LO je SMO odlišný v tom, že ve zpětné vazbě aplikuje na odchylku mezi měřeným a estimovaným proudem funkci **sgn**, jak je zřejmé ze stavové rovnice (1-35), namísto funkce spojitě. Tomu odpovídající blokové schéma je uvedeno v obr. 1.4.



Obr. 1.4. Blokový diagram pozorovatele typu sliding-mode

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G} \operatorname{sgn} \tilde{\mathbf{y}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G} \operatorname{sgn}[\mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}] \quad (1-35)$$

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \quad (1-36)$$

respektive po rozepsání

$$\dot{\hat{\mathbf{i}}}_s = -\frac{R_s + (L_h / L_R)^2 R_R}{\sigma L_s} \hat{\mathbf{i}}_s + \frac{L_h}{\sigma L_s L_R} \left( \frac{1}{T_R} - j\hat{\omega}_r \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{u}_s + \mathbf{G}_1 \operatorname{sgn}[\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s] \quad (1-37)$$

$$\dot{\hat{\boldsymbol{\psi}}}_r = \frac{L_h}{T_R} \hat{\mathbf{i}}_s - \left( \frac{1}{T_R} - j\hat{\omega}_r \right) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r + \mathbf{G}_2 \operatorname{sgn}[\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s] \quad (1-38)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = K_1 z \quad (1-39)$$

V této souvislosti je nutno zdůraznit, že v důsledku zavedení vysokých frekvencí spínací funkce se odchylka mezi skutečnou a estimovanou hodnotou statorového proudu stlačuje k nule, což vede na jednu stranu k žádoucímu nárůstu robustnosti, na druhou stranu ale také ke zvýšení nelinearity systému, které je nežádoucí pro teoretický rozbor a návrh obecně. Uvádí se, že lze použít v principu stejné hodnoty prvků matice G jako v případě LO dle rovnic (1-21) - (1-24), resp. (1-28) – (1-31).

V souvislosti s funkcí sgn vyvstává také problém při vyhodnocování velmi malých hodnot signálu  $[\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s]$ , neboť může docházet k příliš četnému překlápění hodnot, proto se často místo funkce sgn volí funkce sat(x), definovaná podle následujícího předpisu (1-40) [19].

$$\operatorname{sat}(x) = \begin{cases} 1, & x > \Delta \\ x / \Delta, & |x| < \Delta \\ -1, & x < -\Delta \end{cases} \quad (1-40)$$

I v případě SMO lze implementovat estimaci zátěžného momentu vycházející z mechanického modelu AM (1-32) – (1-34), která může zlepšit vlastnosti celého estimačního procesu (například snížit šum estimovaných otáček)

### 1.3.2. Pozorovatel s klouzavým módem (SMSO)

Tento z podstaty bezsenzorový pozorovatel využívá dva systémy souřadnic, takže členy závislé na rychlosti se při jeho implementaci vůbec nevyužívají. Tento přístup je založen na stejném modelu AM jako výše uvedený SMAO. S ohledem na vztah mezi statorovým a rotorovým tokem (1-41) je možné rotorovou rovnici převést na rovnici (1-42) tak, aby obsahovala jen statorové a rotorové toky [11]. Takto realizovaný SMSO popisují rovnice (1-43) a (1-44), kde nelineární chybový vektor je dán stejně jako v předchozím případě (1-18)

$$\Psi_r = \frac{(L_R \Psi_S - L_\sigma^2 \dot{\mathbf{i}}_S)}{L_h} \quad (1-41)$$

$$\frac{d}{dt} \Psi_r = \frac{L_h}{L_S T_R \sigma} \Psi_S - \left( \frac{1}{T_R \sigma} + j(\omega_S - \omega_r) \right) \Psi_r \quad (1-42)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_S = -R_S \dot{\mathbf{i}}_S + \mathbf{u}_S + \mathbf{G}_1 \operatorname{sgn}(\dot{\mathbf{i}}_S - \hat{\dot{\mathbf{i}}}_S) \quad (1-43)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{\Psi}_R^R = \frac{L_h}{L_S T_R \sigma} \hat{\Psi}_S^R - \left( \frac{1}{T_R \sigma} + j(\omega_{im} - \omega_r) \right) \hat{\Psi}_R^R + \mathbf{G}_2 \operatorname{sgn}(\dot{\mathbf{i}}_S - \hat{\dot{\mathbf{i}}}_S)^R \quad (1-44)$$

$$\hat{\dot{\mathbf{i}}}_S = \frac{L_R \hat{\Psi}_S - L_h \hat{\Psi}_R}{L_\sigma^2} \quad (1-45)$$

Jednotlivé prvky matice zesílení pozorovatele  $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \ \mathbf{G}_2]$  jsou dány vztahy (1-46) - (1-50) [11], tedy poněkud odlišně než v předchozích případech.

$$g_{1r} = \Re e \left[ \frac{ka_{21} + k^2}{a_{22}} \right] \quad (1-46)$$

$$g_{1i} = \frac{\Im m \left[ \frac{ka_{21} + k^2}{a_{22}} \right]}{\omega_b} \quad (1-47)$$

$$g_{2r} = \Re e[-2k] \quad (1-48)$$

$$g_{2i} = \frac{\Im m[-2k]}{\omega_b} \quad (1-49)$$

$$\text{kde } \begin{aligned} a_{21} &= -1/(T_S \sigma) - 1/(T_R \sigma) + j\omega_b \\ a_{22} &= (1/T_R - j\omega_b)/(L_S \sigma) \end{aligned} \quad (1-50)$$

Estimační algoritmus založený na adaptaci, jak je uvedený u SMAO není možný (za podmínky, že se nesestaví samostatný adaptivní model). Existuje ale velmi jednoduchá a dosti efektivní možnost, jak vypočítat rychlost rotoru, a to pomocí (1-51).

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\hat{\Psi}_R^2} \left( \hat{\Psi}_{Rd} \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{Rq} - \hat{\Psi}_{Rq} \frac{d}{dt} \hat{\Psi}_{Rd} \right) - \frac{2R_R \hat{M}_M}{3p \hat{\Psi}_R^2} \quad (1-51)$$

Estimovaná hodnota momentu motoru je dána vztahem (1-52)

$$\hat{M} = 1,5p(\hat{\Psi}_{Sd} \dot{\mathbf{i}}_{Sq} - \hat{\Psi}_{Sq} \dot{\mathbf{i}}_{Sd}) \quad (1-52)$$

Problém s takto pojatým algoritmem může nastat, obsahuje-li derivovaná veličina šum. V praxi proto musí být výsledek filtrován DPF s časovou konstantou v řádech milisekund, aby jej bylo možno použít pro řízení rychlosti.

Existuje však možnost, jak se potížit se šumem vyhnout, a to zahrnutím mechanického modelu do algoritmu pozorovatele. Určuje-li (1-53) polohu vektoru rotorového toku, je možno vyhodnocovat rychlost na základě (1-54)-(1-57)

$$\varepsilon_{\psi r} = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{\psi}_{Rq}}{\widehat{\psi}_{Rd}} \right) \quad (1-53)$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{T}_L = K_T z \quad (1-54)$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{\omega}_r = \frac{p}{J} (\widehat{M}_M - \widehat{M}_L) + K_{\omega} z \quad (1-55)$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{\alpha}_{\psi r} = \widehat{\omega}_r + \widehat{\omega}_{sl} + K_{\alpha} z \quad (1-56)$$

$$z = \varepsilon_{\psi r} - \widehat{\varepsilon}_{\psi r} = \tan^{-1} \left( \frac{\widehat{\psi}_{Rq}}{\widehat{\psi}_{Rd}} \right) - \widehat{\varepsilon}_{\psi r} \quad (1-57)$$

Korekční chyba  $z$  (1-57) je zde odvozena poněkud jinak než v předchozích případech a  $K_T$ ,  $K_{\omega}$  a  $K_{\alpha}$  jsou konstanty.

Co se týká přesnosti estimace, je možno v zásadě zdůraznit tyto aspekty. Analýza citlivosti SMSO vzhledem k statorovým a rotorovým odporům je v odborných pracích často diskutována s těmito závěry. Bylo zjištěno, že SMSO je necitlivý vůči změně rotorového odporu, ale citlivý na chyby statorového odporu. Pro oblast velmi nízkých rychlostí je proto nutné provést adaptaci na změnu  $R_s$ . Algoritmus estimace  $R_s$  (vhodný i pro SMO) popisuje rovnice (1-58) [5]

$$\widehat{R}_S = R_{S0} - K_{RS} \int (\widehat{\psi}_{Rd} \operatorname{sgn}(\widehat{i}_{sq} - \widehat{i}_{sq}) \widehat{\psi}_{Rq} \operatorname{sgn}(\widehat{i}_{sd} - \widehat{i}_{sd})) dt \quad (1-58)$$

Kde  $R_{S0}$  je počáteční odhad a  $K_{RS}$  je kladná konstanta.

Na základní rovnici estimace rychlosti (1-51) je velmi příznivé, že neobsahuje moment setrvačnosti. Ale díky tomu, že skluzová rychlost obsahuje i rotorový odpor, je vlastně estimace rychlosti citlivá i na změny tohoto parametru. Estimace  $R_R$  je tedy nutná, aby bylo dosaženo přesného chování pozorovatele i v oblasti velmi nízkých rychlostí. Rovnici estimace lze psát takto (1-59)

$$\widehat{R}_R = R_{R0} + \frac{K_{RR} R_{R0} (\widehat{R}_S - R_{S0})}{R_{S0}} \quad (1-59)$$

Kde  $R_{R0}$  je počáteční odhad  $R_R$  a  $K_{RR} > 1$  je konstanta. Dále se v [11] uvádí, že v případě využití estimačního algoritmu, obsahujícího i mechanický model (1-32) – (1-34), lze dosáhnout téměř zanedbatelných estimačních odchylek.

### 1.3.4. Rozšířený Luenbergerův pozorovatel (ELO)

Rozšířený Luenbergerův pozorovatel (dále ELO), může být oproti LO použit k odhadu stavů i u nelineárního, časově invariantního systému, který reprezentuje následující systém stavových rovnic

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{x}(t)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad (1-60)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t). \quad (1-61)$$

Rovnice (1-60) a (1-61) představují rozšířený model AM. Ten je možno popsat pěti diferenciálními rovnicemi prvního řádu, z nichž čtyři odpovídají rovnicím statorových a rotorových napětí. Tyto již byly v předchozím textu popisovány. Z nich vyplývají následující rovnice stavových proměnných v souřadnicovém systému orientovaném na sprážený magnetický tok (1-62). V případě, že definujeme prostorové vektory statorových proudů ( $\mathbf{i}_1^R$ ) a spráženého magnetického toku ( $\Psi_2^S$ ) jsou stavové proměnné, je možno psát:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1^R \\ \Psi_2^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -K_R/K_L + j\omega_{im} & -[L_h/(K_L L_R)](-1/T_R + j\omega_r) \\ L_h/T_R & -1/T_R + j(\omega_r - \omega_{im}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_1^R \\ \Psi_2^S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{u}_S^R/K_L \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-62)$$

Rozložením rovnice (1-62) na složky reálné a imaginární dostaneme následující tvar napěťových rovnic ve stavovém prostoru

$$\dot{\mathbf{x}}_n(t) = \mathbf{f}_n[\mathbf{x}_n(t), \omega_r] + \mathbf{B}_n \mathbf{u}(t) \quad (1-63)$$

kde matice B je definována stejně jako v (1-7). Dále platí rovnost  $\mathbf{f}_n(\mathbf{x}_n, \omega_r) = \mathbf{A}_n(\omega_r) \mathbf{x}_n$ , kde matice stavů AM  $\mathbf{A}_n(\omega_r)$  je definována podobně jako v úvodu, jen s určitými nuancemi, danými volbou vztažné soustavy.

$$\mathbf{A}_n(\omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{K_R}{K_L} & \omega_{im} & \frac{L_h}{L_R L_S T_R} & \frac{L_h}{L_R K_L} \omega_r \\ -\omega_{im} & -\frac{K_R}{K_L} & -\frac{L_h}{L_R K_L} \omega_r & \frac{L_h}{L_R L_S T_R} \\ \frac{L_h}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & \omega_{im} - \omega_r \\ 0 & \frac{L_h}{T_R} & \omega_r - \omega_{im} & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix} \quad (1-64)$$

Na tomto místě je nutno poznamenat, že je možné získat poněkud jednodušší matici stavů v případě, že jsou místo hodnot spráženého magnetického toku použity hodnoty vztažné, dané rovnicí (1-65)

$$\Psi_{Rref} = \frac{L_h}{L_R} \Psi_R \quad (1-65)$$

V souladu s rovnicí (1-65) se rovnice statorových napětí modifikují tak, že se v nich nevyskytuje poměr  $L_h/L_R$ , z čehož logicky vyplývá, že je v rovnici rotorových napětí indukčnost  $L_h$  nahrazena referred magnetizační indukcí. ( $L_M = L_h^2/L_R$ )

Pátá rovnice rozšířeného modelu AM odpovídá pohybové rovnici (1-66).

$$\dot{\omega}_r = c_1(i_{sy}\psi_{rx} - i_{sx}\psi_{ry}) - c_2 M_M \quad (1-66)$$

V této rovnici je první člen elektromagnetický moment stroje a co se týká konstant, tak pro dvoupólový stroj jsou  $c_1$  a  $c_2$  stanoveny takto:  $c_1 = 3L_h/(2JL_R)$  a  $c_2 = 1/J$ . Je nutno poznamenat, že v případě, že jsou použity jako stavové proměnné vztažené hodnoty spřaženého toku, pak  $c_1$  neobsahuje podíl  $L_m/L_r$ . Útlum momentu způsobený třením, odporem vzduchu a dalšími aditivními ztrátami se v rovnici pohybu běžně neuvažuje. Pohybová rovnice nicméně obsahuje zátěžný moment, který je obecně neznámý. Toto značně ztěžuje přímý odhad rychlosti. Nicméně v literatuře se obvykle uvádějí tři možné přístupy k tomuto problému.

První vychází z toho, že je zanedbán zátěžný moment, druhý z předpokladu, že rychlost změny rotorové rychlosti je v malém nulová (1-67)

$$\dot{\omega}_m = 0 \quad (1-67)$$

V tomto případě je možno získat přijatelný a často zcela vyhovující odhad rotorové rychlosti, tehdy, je-li časová konstanta mnohem větší než elektromagnetická časová konstanta. Tento přístup se jeví jako docela výhodný a bude dále rozebrán. Třetí metoda využívá rovnici pohybu s předpokladem neměnného zátěžného momentu, takže jak rychlost, tak i zátěžný moment může být odhadován.

První krok k současnému odhadu rotorové rychlosti a spřaženého mag. toku je stanovit rozšířený model motoru. K tomuto účelu je definován rozšířený stavový vektor  $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_p]^T$ , kde obecně  $\mathbf{x}_p$  vyjadřuje vektor odhadovaných parametrů, v daném případě  $\mathbf{x}_p = \omega_r$ . S přihlédnutím k uvedeným rovnicím a s ohledem na to, že rovnice definující měřené proměnné  $\mathbf{y}(t) = [\mathbf{i}_{1x}, \mathbf{i}_{1y}]^T$  je principiálně stále stejná ( $\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_n \mathbf{x}_n(t)$ ), kde  $\mathbf{C}$  je definováno dříve (1-6), je možno rozšířený model AM popsat soustavou stavových rovnic (1-68) a (1-69) [18].

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}[\mathbf{x}(t)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) = [\mathbf{f}_n(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_p), \mathbf{f}_p(\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_p)]^T + [\mathbf{B}_n, 0]^T \mathbf{u}(t) \quad (1-68)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) = [\mathbf{C}_n, 0]^T [\mathbf{x}_n, \mathbf{x}_p]^T \quad (1-69)$$

V porovnání s dříve uvedeným je nyní  $\mathbf{y}$  rozšířený vektor měření. Oproti návrhu LO, jenž resultuje v časově invariantní pozorovatel, ELO je z principu časově variantní, to znamená, že vyžaduje průběžnou aktualizaci koeficientů pozorovatele. Proto je návrh ELO založen na linearizovaném tvaru rovnice (1-68). Odtud je možno pro linearizovaný rozšířený model AM odvodit rovnici (1-70), v níž matice odhadovaných hodnot stavů  $\mathbf{x}$  v předchozím kroku je vyjádřena symbolem  $\tilde{\mathbf{x}}(t)$ , jenž určuje referenční trajektorii, obvykle volenou jako odhad z předchozího kroku,  $\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)$ .

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}}[\tilde{\mathbf{x}}(t)] + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{g}[\tilde{\mathbf{x}}(t)] = \mathbf{A}(\tilde{\mathbf{x}})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{g}(\tilde{\mathbf{x}}) \quad (1-70)$$

V rovnici (1-70) je  $\mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}} = \frac{d\mathbf{f}}{d\tilde{\mathbf{x}}}$  vlastně Jakobiánem systému (matice gradientů), který je čtvercovou maticí 5. řádu, definovanou dle (1-71)

$$\mathbf{A} = \frac{d\mathbf{f}}{d\tilde{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_n(\tilde{\mathbf{x}}_p) & \mathbf{A}_2(\tilde{\mathbf{x}}_n) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (1-71)$$

$$\text{kde } \mathbf{A}_2(\tilde{\mathbf{x}}_n) = \frac{\partial(\mathbf{A}_n \mathbf{x}_n)}{\partial \tilde{\omega}_m} = \begin{bmatrix} c \tilde{\psi}_{ry}, & -c \tilde{\psi}_{rx}, & -c \tilde{\psi}_{ry}, & c \tilde{\psi}_{rx} \end{bmatrix} \quad c = L_h / L_S^R L_R \quad (1-72)$$

Z výše uvedeného a vyplývá kompletní matematická reprezentace rozšířeného Luenbergerova pozorovatele plného řádu.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)][\mathbf{y}(t) - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] + \mathbf{g}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] \quad (1-72)$$

$$\text{kde } \mathbf{g}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] = \mathbf{f}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] - \mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}(t-\tau)}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau) \quad (1-73)$$

$$\mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}(t-\tau)}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] = \mathbf{A}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] \quad (1-74)$$

Je nutno poznamenat, že v rovnici (1-72) není matice  $\mathbf{G}$  konstantní, ale závisí na minulých odhadech stavového vektoru systému.

V případech, které nevyžadují informace o všech stavových veličinách, je možné použít ELO omezeného (redukovaného řádu) řádu, v literatuře označovaný zkratkou RO-ELO, jehož popis je uveden v rovnici (1-75) [18]

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{F}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\mathbf{z}(t) + \mathbf{G}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\mathbf{y}(t) + \mathbf{H}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\mathbf{u}(t) + \mathbf{D}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] \quad (1-75)$$

V níž jsou jednotlivé koeficienty matic voleny tak, aby vyhovovaly podmínkám.

$$\begin{aligned} \mathbf{T}\mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}(t-\tau)}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] - \mathbf{F}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)]\mathbf{T} &= \mathbf{G}\mathbf{C} \\ \mathbf{T}\mathbf{B} &= \mathbf{H} \\ \mathbf{D} &= \mathbf{T}\mathbf{g}[\tilde{\mathbf{x}}(t - \tau)] \end{aligned} \quad (1-76)$$

Z rovnice (1-76) je možno stanovit matici zesílení  $\mathbf{G}$ . Matice  $\mathbf{T}$  je transformační matice, Je-li za  $\mathbf{T}$  zvolena jednotková matice, s dimenzí odpovídající počtu komponent  $\mathbf{x}(t)$ , pak je výsledkem ELO plného řádu, tzv. full order ELO (též FO-ELO)

Algoritmus ELO je tedy možné v jednoduchosti shrnout do následujících kroků.

1. Stanovení systémové funkce  $\mathbf{f}$  a stanovení Jakobiánu systému  $\mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}}$ .
2. Stanovení vstupních dat: matice vstupních veličin  $\mathbf{B}$  a matice výstupních veličin  $\mathbf{C}$
3. Inicializace všech stavů pozorovatele
4. Specifikace požadovaných pólů pozorovatele. Vytvoření vhodné matice  $\mathbf{F}$  se stanovenými póly.
5. Vyhodnocení  $\mathbf{g}$  pomocí rovnice (1-73)
6. Výpočet matice zesílení pozorovatele  $\mathbf{G}$ :
  - (a) Pro FO-ELO platí rovnost  $\mathbf{F} = \mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C}$ , kde  $\mathbf{A} = \mathbf{f}'_{\tilde{\mathbf{x}}}$
  - (b) Pro RO-ELO se využije k získání matice  $\mathbf{G}$  výše uvedená rovnice (1-76), stanoví se vhodná transformační matice  $\mathbf{T}$ , dopočítá matice vstupů pozorovatele  $\mathbf{H}$  a matice  $\mathbf{D}$ .
7. Výpočet stavového vektoru pomocí metod numerické integrace.

- (a) V případě FO-ELO je vypočtena hodnota stavového vektoru  $\hat{\mathbf{x}}$  podle (1-72)
- (b) V případě RO-ELO je nejprve vypočtena hodnota stavového vektoru  $\mathbf{z}$  v následujícím kroku (1-75) a teprve poté následuje výpočet vektoru  $\hat{\mathbf{x}}$  dle vztahu  $\mathbf{z} = \mathbf{T}\hat{\mathbf{x}}$ . Je nicméně pravda, že v mnoha pracích se autoři k tomuto postupu staví zdrženlivě [8].

#### 8. Návrat ke kroku 4.

Níže uvedené charakteristické rysy rozšířeného Luenbergerova pozorovatele umožňují pochopit, v kterých úlohách je možné jeho využití, zdůrazňují hlavní rysy návrhu a umožňují porovnání s pozorovateli založenými na Klamánových filtrech.

- aplikovatelný na většinu průmyslových systémů, které je možné považovat za deterministické
- jeho chování může být upraveno nastavením matice zesílení, takže může být dosaženo rychlé konvergence odhadů a celkové robustnosti
- výpočetní nároky jsou srovnatelné s jinými typy estimačních algoritmů
- návrh zahrnuje výraznou míru flexibility vztahující se ke skutečnosti, že redundance existuje v omezeních stanovených rovnicí (1-76) při specifikaci matice  $\mathbf{G}$ . Tato flexibilita může být využita při nutnosti vyhovět dalším požadavkům např. na rychlost odezvy, konvergence.

Pro porovnání jsou zde uvedeny základní rysy pozorovatelů založených na Kalmanově filtru.

- jsou založeny na rozšíření snadno implementovatelného algoritmu, Kalmanově filtru
- jsou výhodné pro aplikace v průmyslových prostředích, které je možno chápat jako stochastické
- jejich chování a výkon je možné ladit (nastavováním kovarianční matice)
- proces návrh nepřináší flexibilitu
- na rozdíl od klasického Kalmanova filtru může návrh vyústit v neoptimální estimátor

Z komplexních studií ELO dále vyplývá, že jsou vždy schopné vytvářet takřka nezkreslené odhady. Zde je nutné dodat, že chování ELO v přechodných stavech je možné bez problémů nastavit vhodnou volbou polohy pólů. Tento proces ladění nedegraduje chování v ustálených stavech. Je-li ELO použit k současnému odhadu rychlosti rotoru a spřaženého magnetického toku v případě AM s DTC, je možné získat přesný odhad rychlosti i v případě jejich dynamických změn. Je-li nicméně rychlost velmi nízká, je pozorovatelnost v oblastech nelinearity slabá pro současné odhadování spřaženého toku a rychlosti. Zmíněná slabá pozorovatelnost ovšem neznamená vážný problém, není-li provoz motoru trvale v oblasti nulových rychlostí.



## 2. Simulace bezsenzorového pohonu se stavovými pozorovateli

Jak již bylo výše naznačeno, cílem praktické části předkládané práce bylo sestavit v prostředí programu MATLAB – Simulink modely Luenbergerova pozorovatele a pozorovatele SMO (pro obě varianty s odlišně definovanou maticí pozorovatele  $\mathbf{G}$ ), provést odladění a posouzení možnosti využití v regulační struktuře jako náhrady čidla otáček.

Veškeré zde uvedené simulace byly provedeny s využitím struktury vektorového řízení asynchronního motoru, jež byla k tomuto účelu poskytnuta autorem – doc. Neborákem. Kompletní matematický popis včetně odpovídajícího blokového schématu je uveden v [15].

### ▪ Základní parametry simulovaného AM

typ motoru: P 112 M04 (MEZ Frenštát)

$P_n=2,7\text{kW}$ ,  $n_n=1360\text{ot/min}$ ,  $p=2$ ,  $f_n=50\text{Hz}$ ,  $M_n=19\text{Nm}$ ,  $J_m=0,013\text{kgm}^2$

$U_{sn}=380/220\text{V}$       efektivní hodnota - motor zapojen do hvězdy

$I_{sn}=7,51\text{A}$       efektivní hodnota jmenovitého fázového proudu

$R_s=2,10\Omega$       činný odpor fáze statoru v teplém stavu

$R_r=2,51\Omega$       činný odpor fáze rotoru přepočtený na stator - v teplém stavu

$L_H=0,129\text{H}$       hlavní indukčnost

$L_{\sigma s}=0,008\text{H}$       rozptylová indukčnost fáze statoru

$L_{\sigma r}=0,008\text{H}$       rozptylová indukčnost fáze rotoru přepočtená na stator

### ▪ Základní parametry předloženého modelu struktury regulace rychlosti

Napájení motoru bylo realizováno napětřovým střídačem. Řízení jeho výstupního napětí bylo provedeno pomocí komparační PWM s kmitočtem pilovitého signálu  $f_p = 2\text{ kHz}$  o amplitudě  $U_{pmax} = \pm 10\text{V}$ . Čidla otáček, úhlu natočení a proudů jsou v předloženém modelu považovány za idealizované, s jednotkovým přenosem.

### ▪ Poznámka

U obrázků, jež dokládají výsledky simulací chybí popis os, protože jsou kopiemi obrazovek programu MATLAB – Simulink, který neumožňuje popisovat osy. Časová osa je ve všech případech určena koncovým bodem  $t = 2,0\text{ s}$ . Měřítko veličin na ose y je vždy v základních jednotkách SI příslušné veličiny (jsou-li definovány), v opačném případě je bezrozměrné.

Pro posuzování kvality regulace simulovaného pohonu je nejdůležitější posoudit průběh otáček v různých situacích. Proto byl předem nadefinován průběh žádaných otáček tak, aby bylo možno sledovat odezvy na skokové (rozjezd a reverzace) a lineární změny požadovaných otáček a také chování při požadavku konstantních otáček. K tomuto účelu byl nadefinován průběh žádaných otáček dle obr. 2.1. Simulace pak byla provedena na násobcích tohoto průběhu, které reprezentují 3 oblasti otáček.

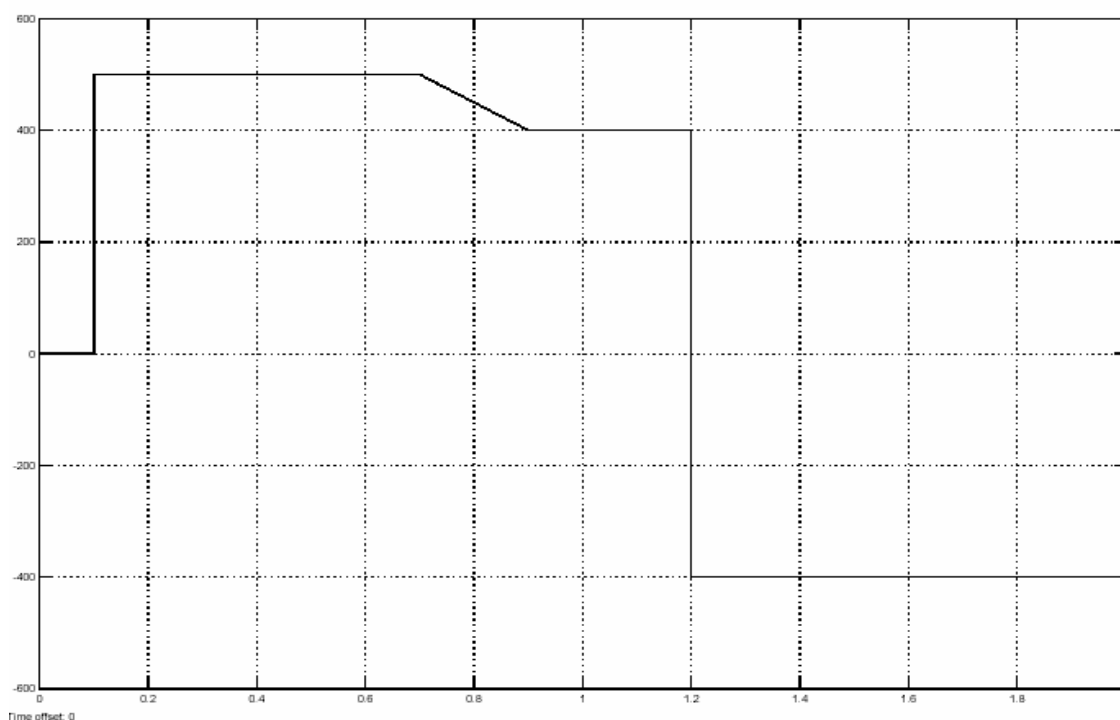
Oblast velmi nízkých rychlostí	$0,01\omega_z$
Oblast nízkých rychlostí	$0,1\omega_z$
Oblast běžných rychlostí	$1\omega_z$

Vyhodnocení odchylek je provedeno vždy tak, že se v oblasti dynamického chodu analyzuje okamžik s největší odchylkou, při analýze ustáleného stavu se uvažuje okamžik, v němž je již ustálená hodnota otáček pohonu řízeného klasicky s čidlem.

Obecně pro absolutní odchylku platí (2-1). Relativní odchylka je vyhodnocována jako poměr absolutní odchylky vůči rychlosti v daném okamžiku (2-2)

$$\Delta n = \text{Max} (n - \hat{n}) \quad [\text{min}^{-1}] \quad (2-1)$$

$$\delta n = \Delta n / n(t_{\Delta n}) \quad [-] \quad (2-2)$$



**Obr. 2.1.** Žádaný průběh otáček  $\omega_z$  [ $\text{min}^{-1}$ ]

Prvním krokem simulace každé varianty pozorovatele bylo sestavení příslušného simulačního modelu estimátoru a jeho odladění jen jako pozorovatele. Až v dalším kroku byl estimátor implementován do struktury regulace s čidlem otáček a posuzována přesnost regulace takto bezsenzorově řízeného pohonu. Průběhy eximovaných a skutečných otáček jednotlivých variant pozorovatelů jsou uvedeny v obr. 2.5 - 2.24.

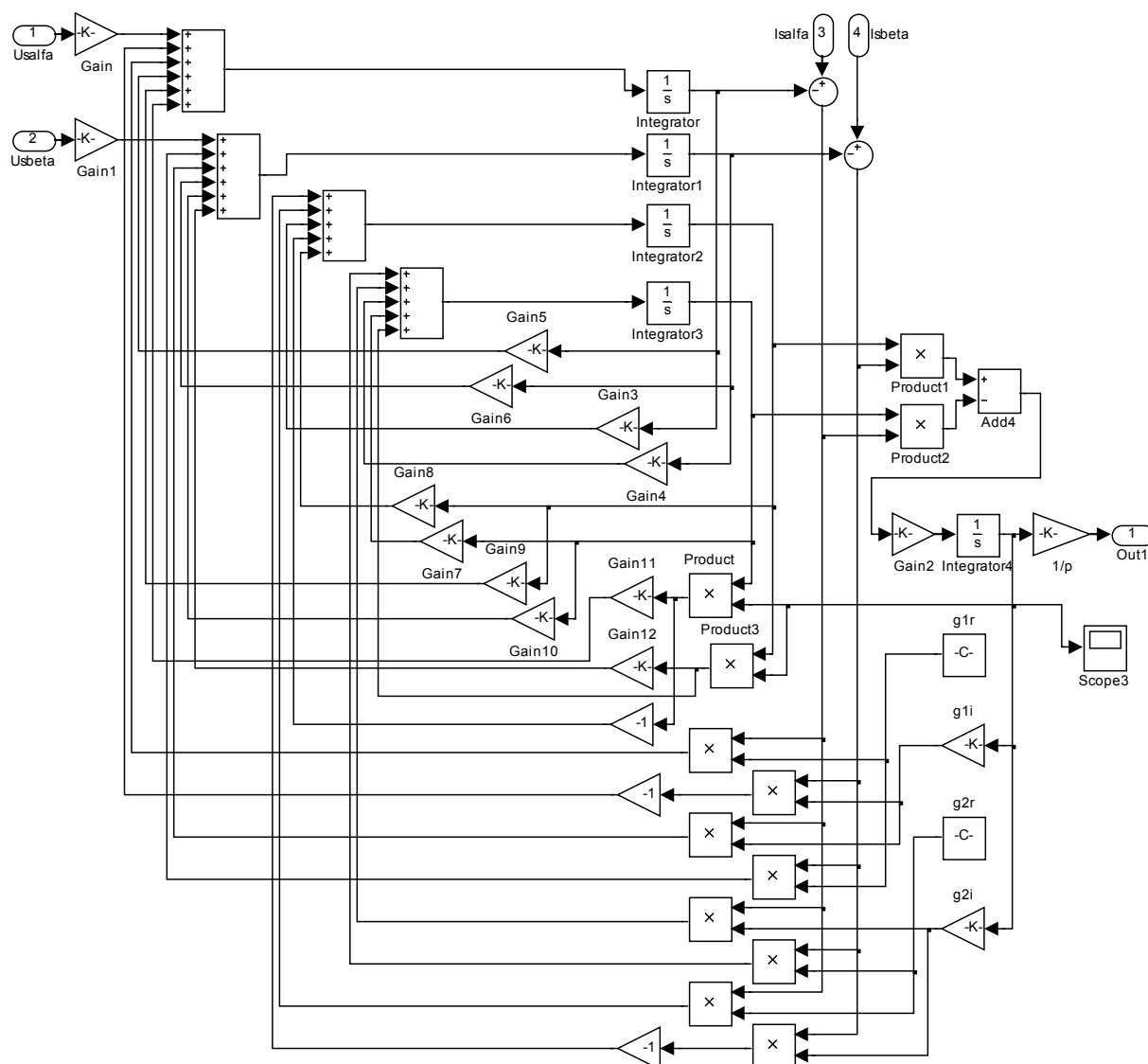
## 2.1. Simulace Luenbergerova pozorovatele se standardní maticí zesílení

Jak již bylo uvedeno, byl první simulovanou variantou Luenbergerův pozorovatel, jehož matice zesílení  $\mathbf{G}$  je definována na základě podmínky proporcionality pólů pozorovatele a AM, tzv. standardní návrh matice. V první řadě bylo nutno stanovit vhodné parametry matice  $\mathbf{G}$ . Vzhledem k tomu, že uváděné parametry [19] nesplňovaly požadované vlastnosti, co se týká přesnosti pozorovatele, musely být modifikovány na tvar (2-3) - (2-6).

Doladěním algoritmu adaptace (volbou vhodného zesílení) bylo dosaženo adekvátní odezvy pozorovatele v širokém spektru otáček, jak je dále uvedeno v popisu výsledků.

Simulační schéma této varianty pozorovatele je uvedeno v obr. 2.2.

Zesílení, jež násobí odhadované otáčky před výstupem Out1, má velikost  $1/p$ , poněvadž estimátor vyhodnocuje elektrickou a nikoli mechanickou rychlost. Toto platí obecně pro všechny dále uvedené případy.



**Obr. 2.2.** Simulační model Luenbergerova pozorovatele se standardní maticí  $\mathbf{G}$

Algoritmus adaptace: zesílení (v modelu Gain2)  $K = 100$

$$g_{lr} = 1\lambda(R_S L_R + R_R L_S) \quad (2-3)$$

$$g_{1i} = -10\hat{\omega}_r \quad (2-4)$$

$$g_{2r} = -\frac{1(R_R L_S - 2R_S L_R)}{L_h} \quad (2-5)$$

$$g_{2i} = \frac{1}{\lambda L_h} \hat{\omega}_r \quad (2-6)$$

## Vyhodnocení simulace

### 1. Oblast velmi nízkých otáček - obr. 2.4. a 2.5.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 0,9 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,2$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,05 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,01$

### 2. Oblast nízkých otáček – obr. 2.6. a 2.7.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 8 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,15$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,2 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,004$

### 3. Oblast běžných otáček – obr. 2.8. a 2.9.

Dynamický chod

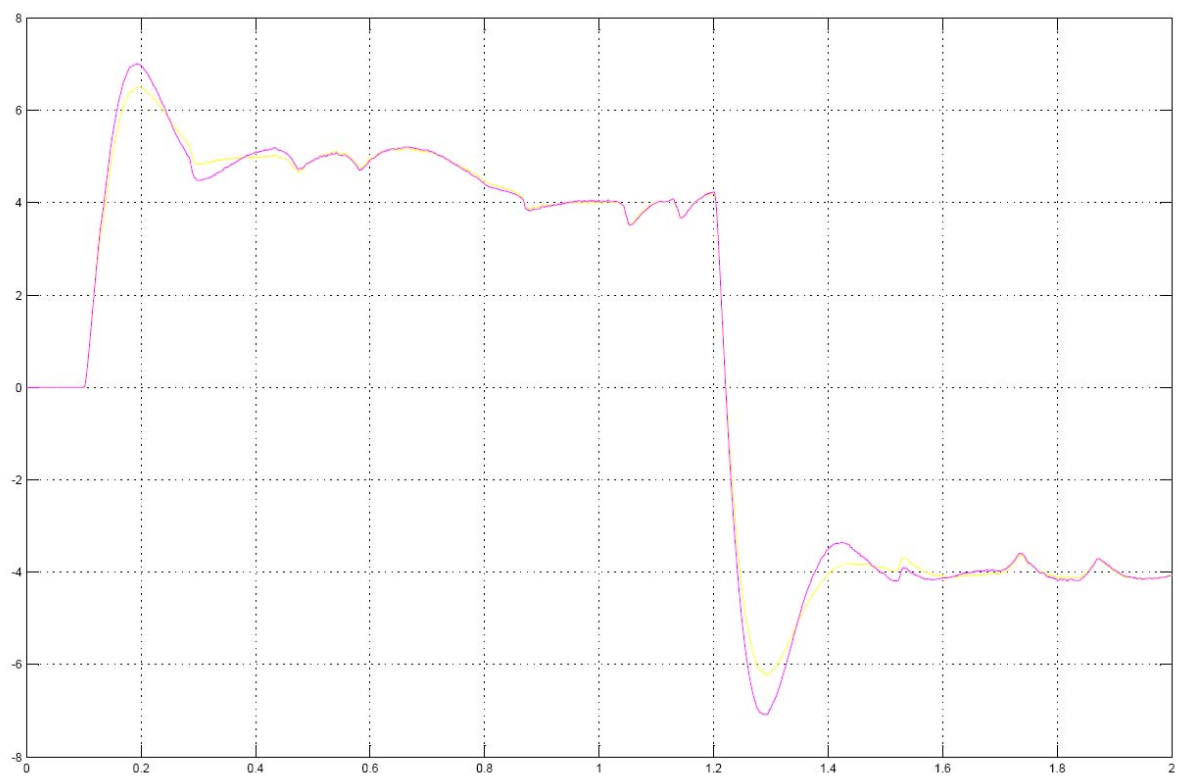
$|\Delta n| = 13 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,04$

Ustálený chod

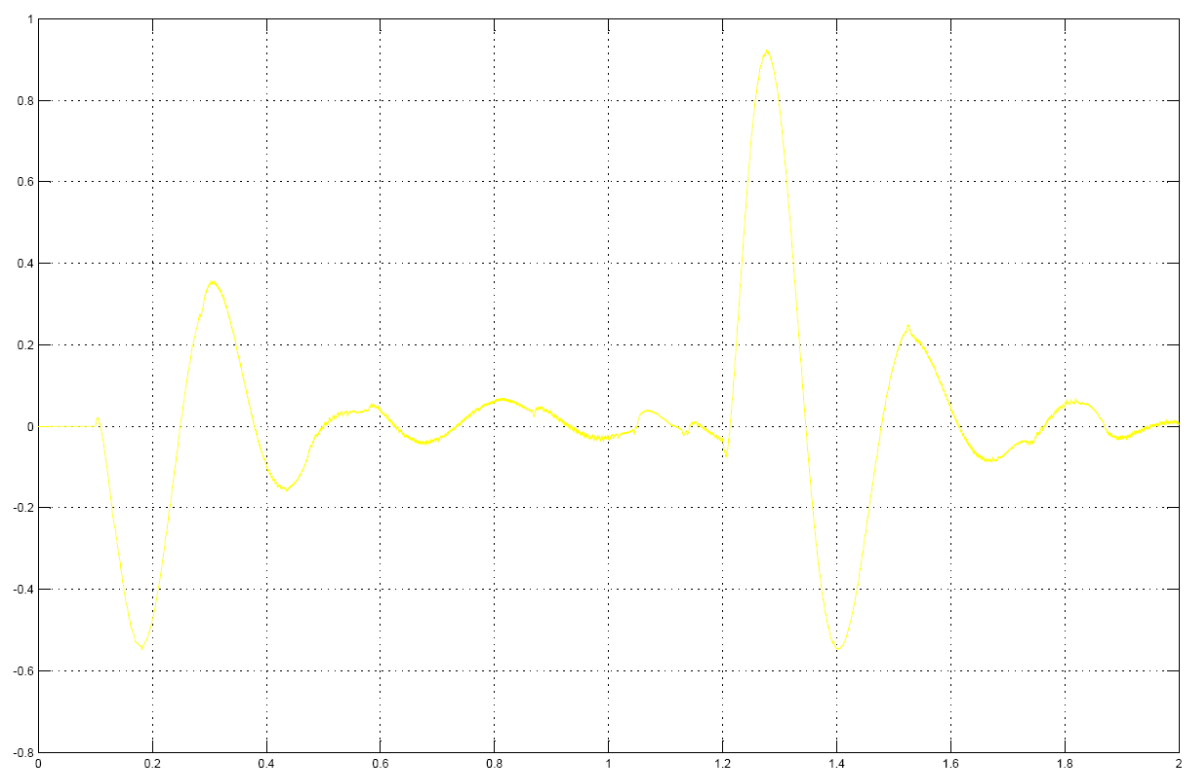
$|\Delta n| = 0,5 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,001$

Z uvedených výsledků je zřejmé, že přesnost estimace je v oblastech velmi nízkých otáček ( $n=5 \text{ min}^{-1}$ ) poněkud problematická. Absolutní chyba sice není velká, nicméně při přepočtu na relativní chybu se dostáváme k hodnotám pro určité technické aplikace relativně dosti vysokým. V dalších oblastech rychlostí jsou výsledky uspokojivé, obecně lze říci, že se zvyšujícími se otáčkami narůstá relativní přesnost odhadu.

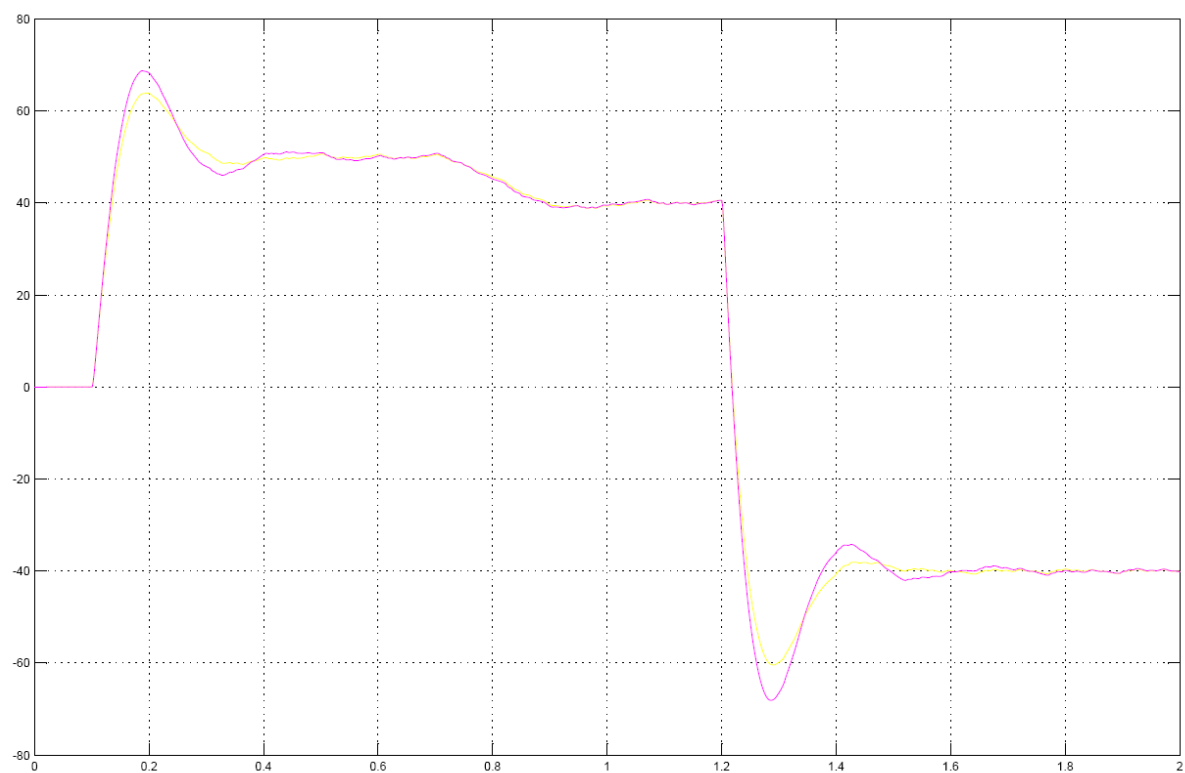
Možnost využití tohoto pozorovatele hlavně v oblasti vyšších otáček, je zřejmé i z obr. 2.10 znázorňující rozdíl skutečných otáček pohonu řízeného s čidlem otáček a pohonu se stavovým pozorovatelem, který byl navržen dle předchozích rovnic. Maximální odchylka je cca 8 ot/min, což v daném případě odpovídá relativní přesnosti přibližně 1,6%. V oblasti nízkých rychlostí je ovšem tento pozorovatel použitelný jen pro hrubé řízení, v případě požadavku přesného chodu je v souladu s publikovanými pracemi [16] a [19] nutno ještě uvažovat adaptaci na změnu parametrů a implementaci mechanického modelu.



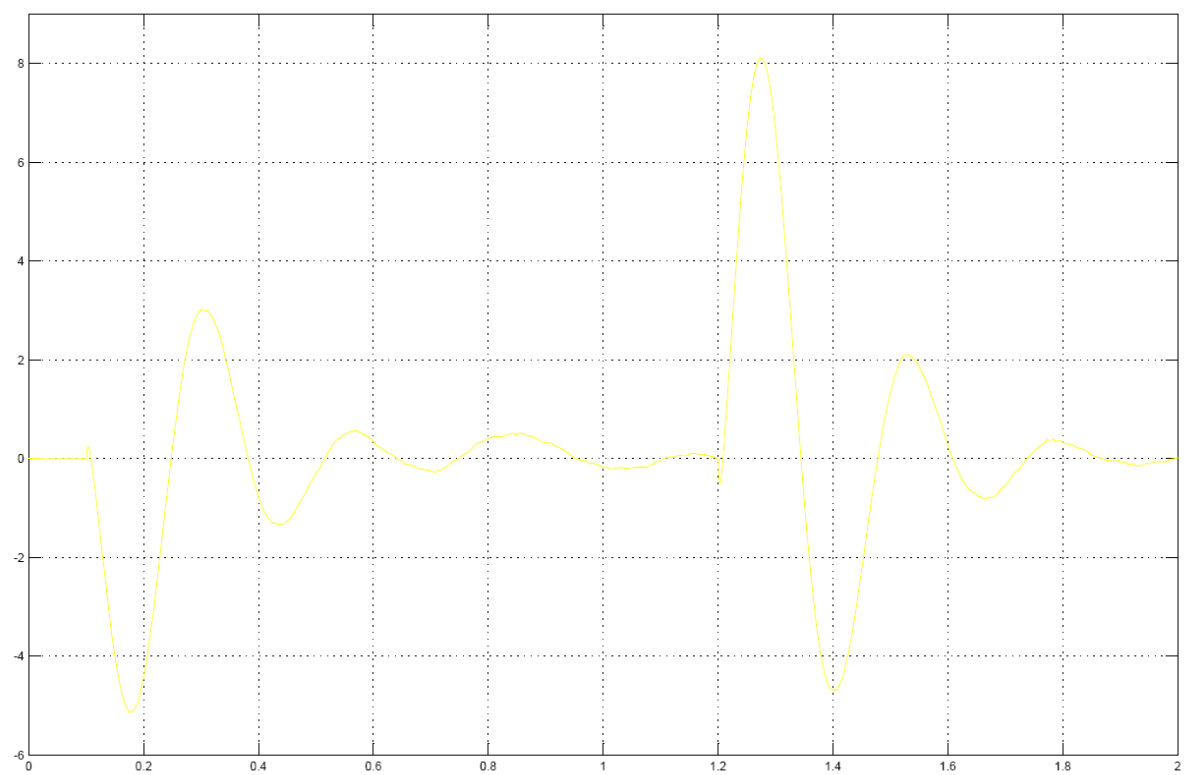
**Obr. 2.4.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti velmi nízkých rychlostí



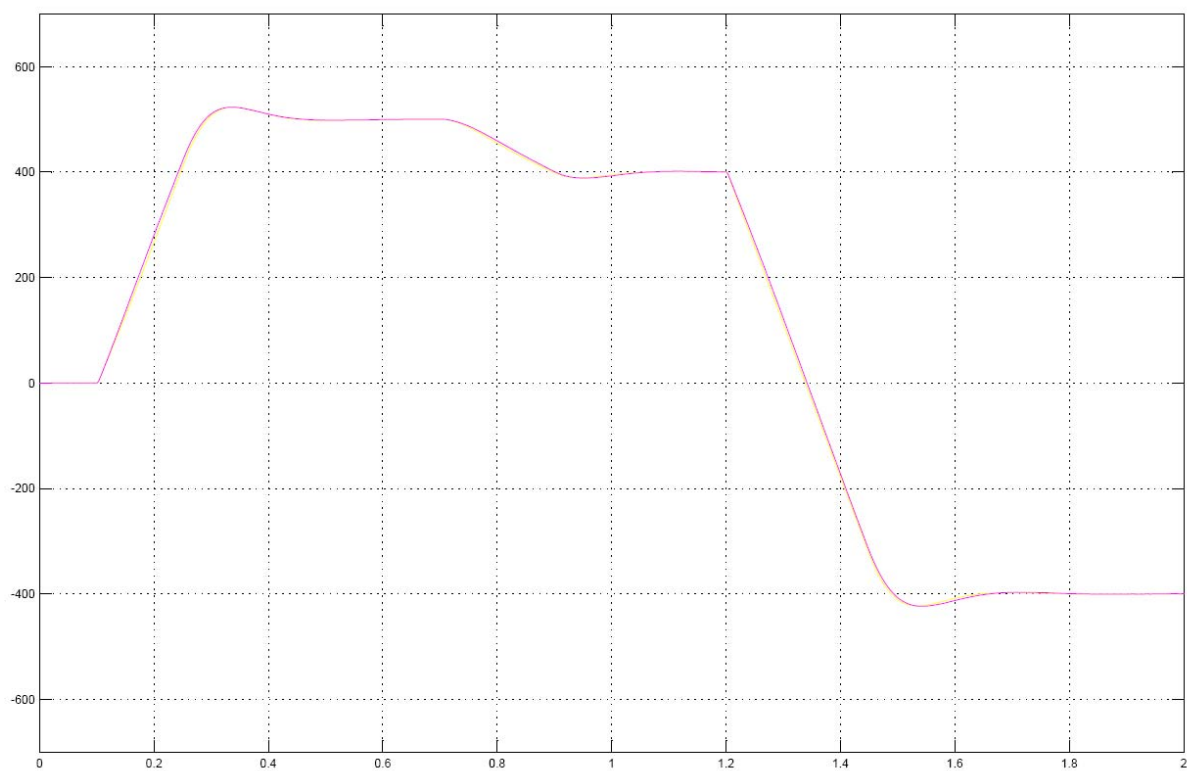
**Obr. 2.5.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]



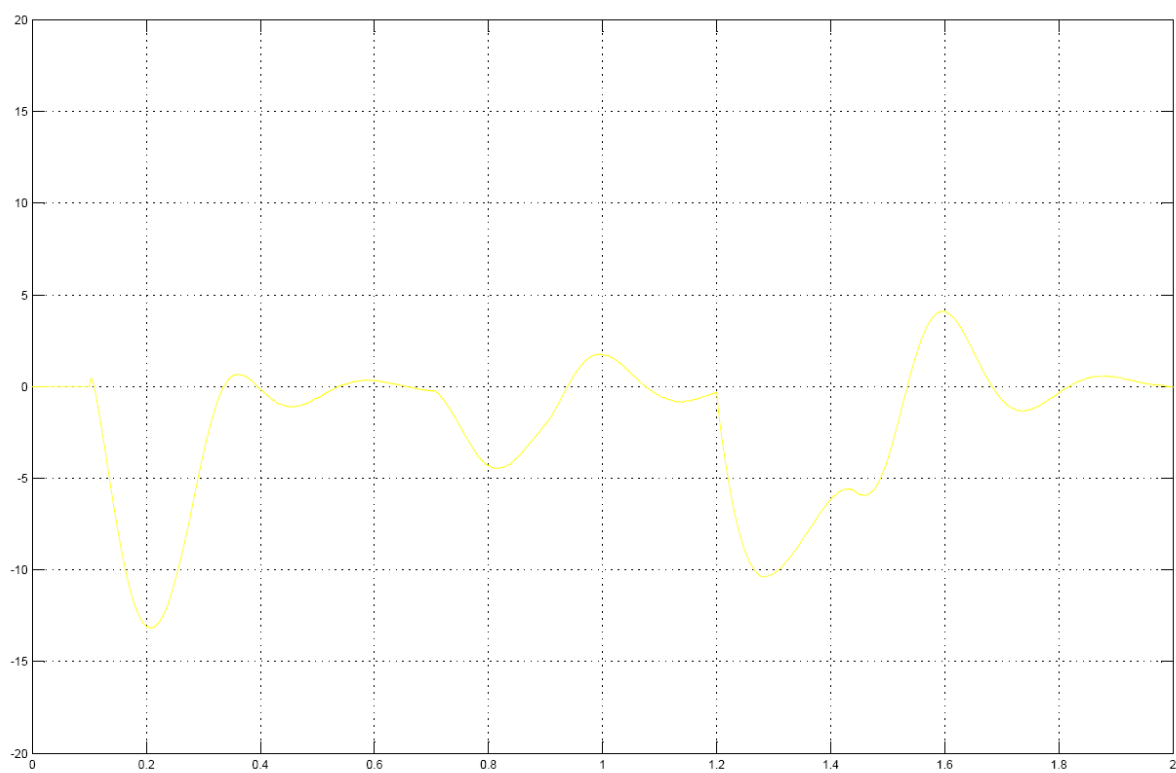
**Obr. 2.6.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti nízkých rychlostí



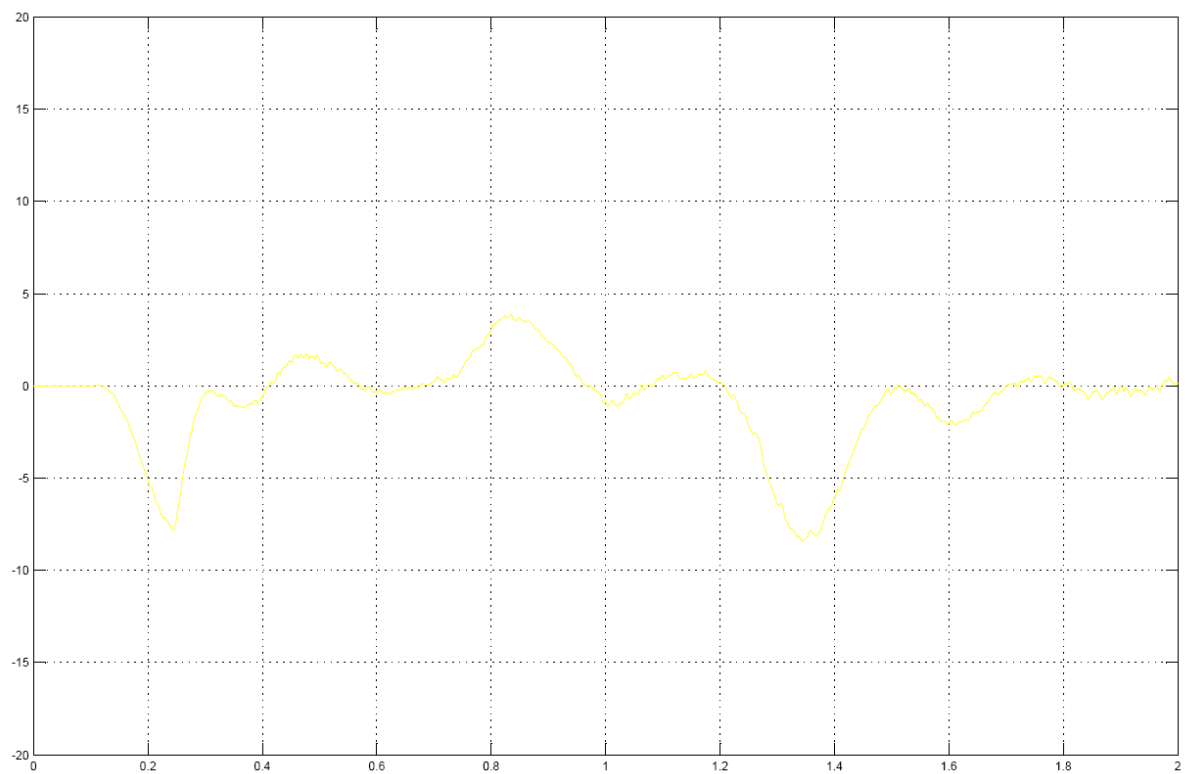
**Obr. 2.7.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]



**Obr. 2.8.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti běžných rychlostí



**Obr. 2.9.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]

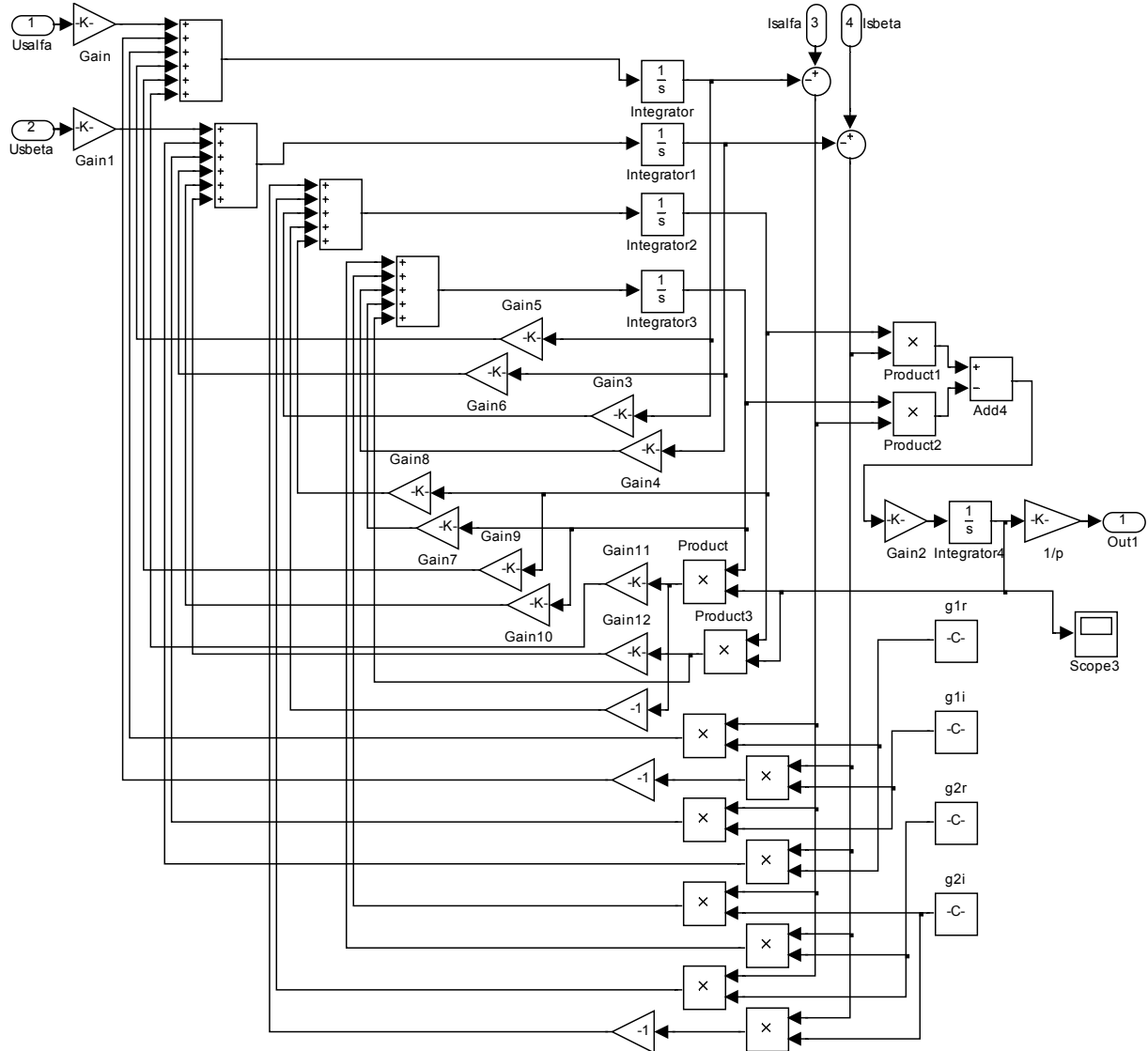


**Obr. 2.10.** Rozdíl reálných otáček pohonu s čidlem otáček a bezsenzorového pohonu  $\Delta n_{sk}$  [min<sup>-1</sup>]



## 2.2. Simulace Luenbergerova pozorovatele s modifikovanou maticí zesílení

Základní premisy a předpoklady jsou stejné jako v předchozím případě. Odlišný je jen charakter matice  $G$ , viz rovnice (2-7) – (2-10), jež v tomto případě neobsahuje informaci o aktuálním odhadu rychlosti, ale pouze konstantní báзовou rychlost  $\omega_b=250 \text{ rad.s}^{-1}$ . Odpovídající simulační model viz obr. 2.11.



**Obr. 2.11** Simulační model Luenbergerova pozorovatele s modifikovanou maticí  $G$

Algoritmus adaptace: zesílení (v modelu Gain2)  $K = 100$

$$g_{1r} = 1,4 \quad (2-7)$$

$$g_{1i} = 0 \quad (2-8)$$

$$g_{2r} = 250 \left[ 2L_h - \frac{L_S L_R}{L_h} + \frac{L_R}{L_h} \frac{R_R \cdot 180(L_h^2 - L_S L_R) + L_R (R_S R_R - 250^2 L_h^2)}{R_R^2 + 250^2 L_R^2} \right] \quad (2-9)$$

$$g_{2i} = 250 \frac{[(R_R + 62L_R)L_h^2 + (R_S - 22L_S)L_R^2]L_R}{(R_R^2 + 250^2 L_R^2)L_h} b \quad (2-10)$$

## Vyhodnocení simulace

### 1. Oblast velmi nízkých otáček – obr. 2.12 a 2.13

Dynamický chod

$|\Delta n| = 0,15 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,025$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,03 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,006$

### 2. Oblast nízkých otáček – obr. 2.14. a 2.15.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 1,3 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,025$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,15 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,003$

### 3. Oblast běžných otáček – obr. 2.16. a 2.17.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 17 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,085$

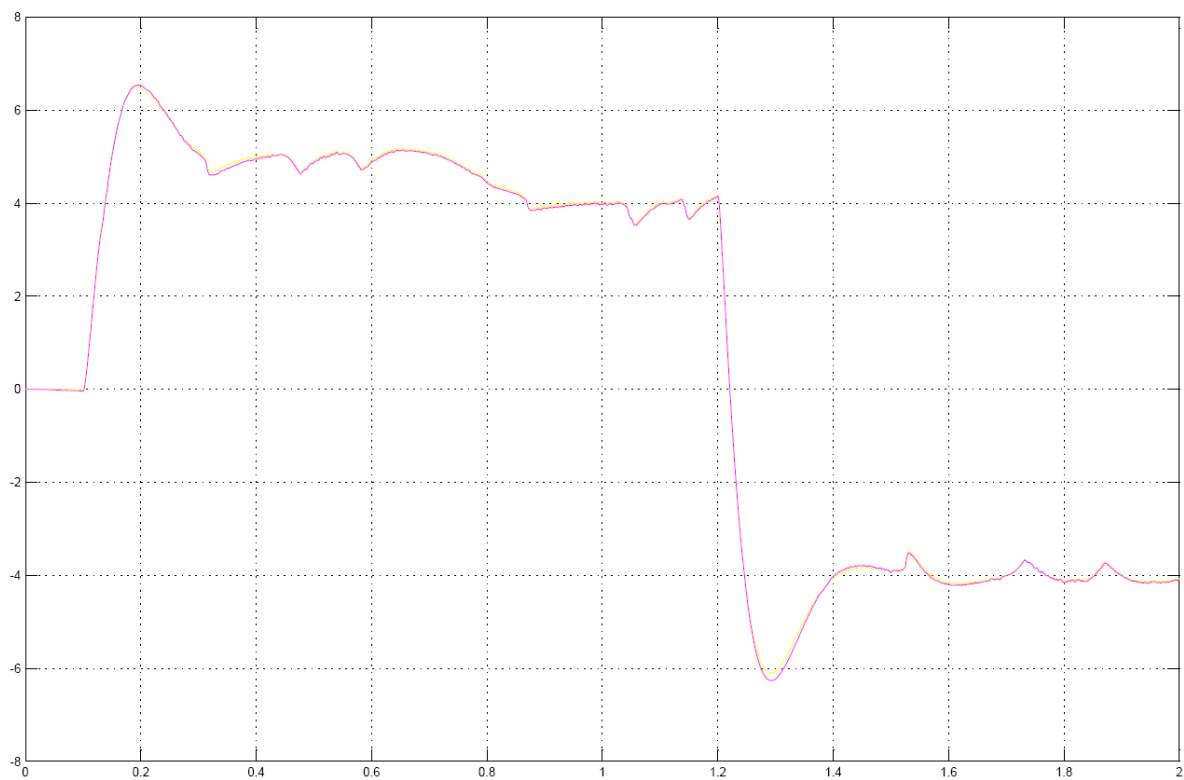
Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,5 \text{ min}^{-1}$  , což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,001$

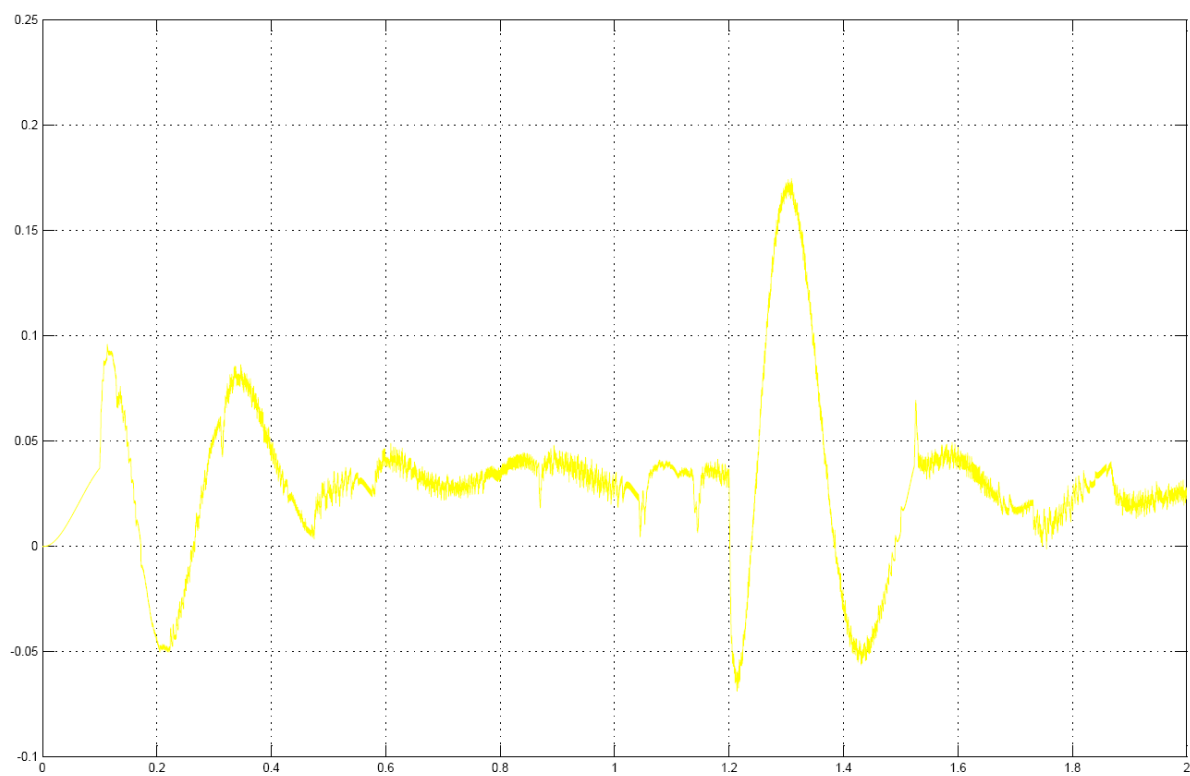
Z uvedených výsledků vystupuje do popředí jedna důležitá a velmi příznivá skutečnost, že je totiž přesnost estimace ve všech oblastech rychlostí řádově srovnatelná, tzn., že i v oblastech velmi nízkých rychlostí je tento pozorovatel dobře použitelný, což nebylo možno říci o Luenbergerově pozorovateli, jenž byl navržen standardní cestou.

Prostřednictvím obr. 2.18. je ukázán také porovnání reálných hodnot otáček pohonu řízeného jak s čidlem tak bez něj. Je patrné, že rozdíly dané estimací (obr. 2.17.) se do výsledné regulace promítly, nicméně vlivem celé regulační struktury v relativně menším rozsahu.

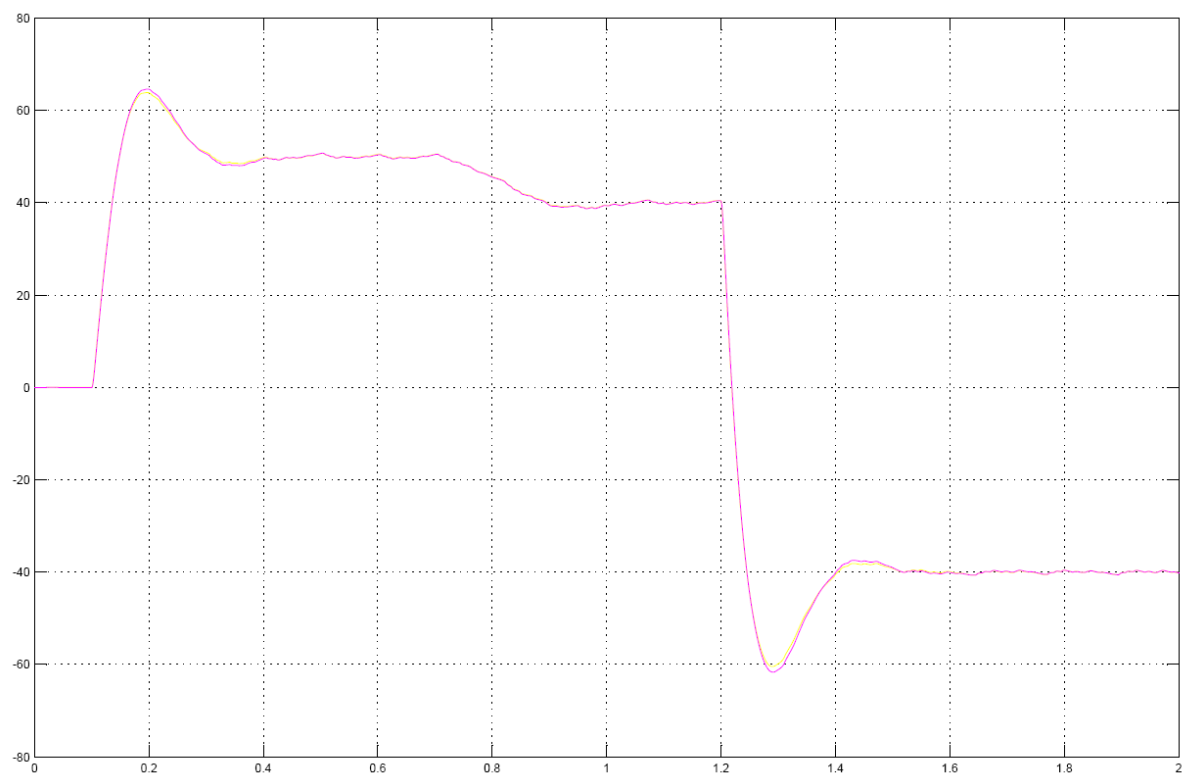
Dalším charakteristickým znakem bylo celkově větší vysokofrekvenční zvlnění estimovaných otáček, které bylo detekováno co do amplitudy u všech tří simulací podobně, z toho vyplývá, že v oblasti velmi nízkých je nejzřetelnější 2.13.



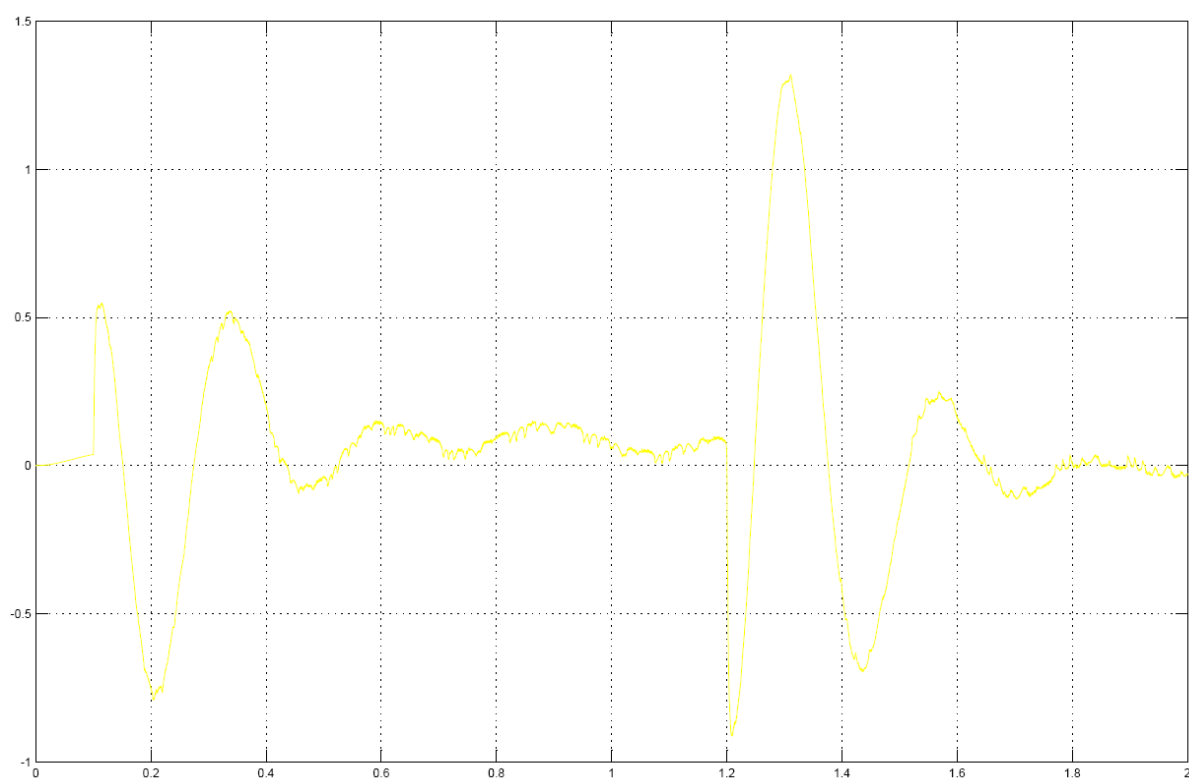
**Obr. 2.12.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti velmi nízkých rychlostí



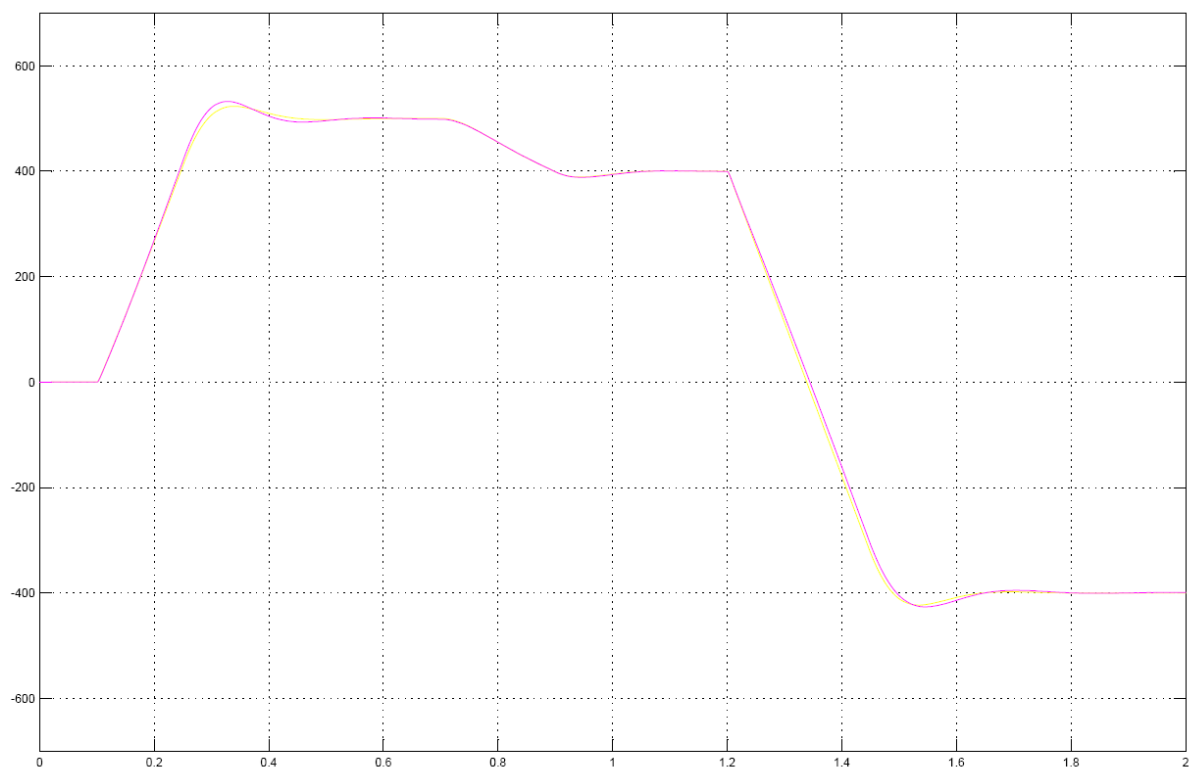
**Obr. 2.13.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]



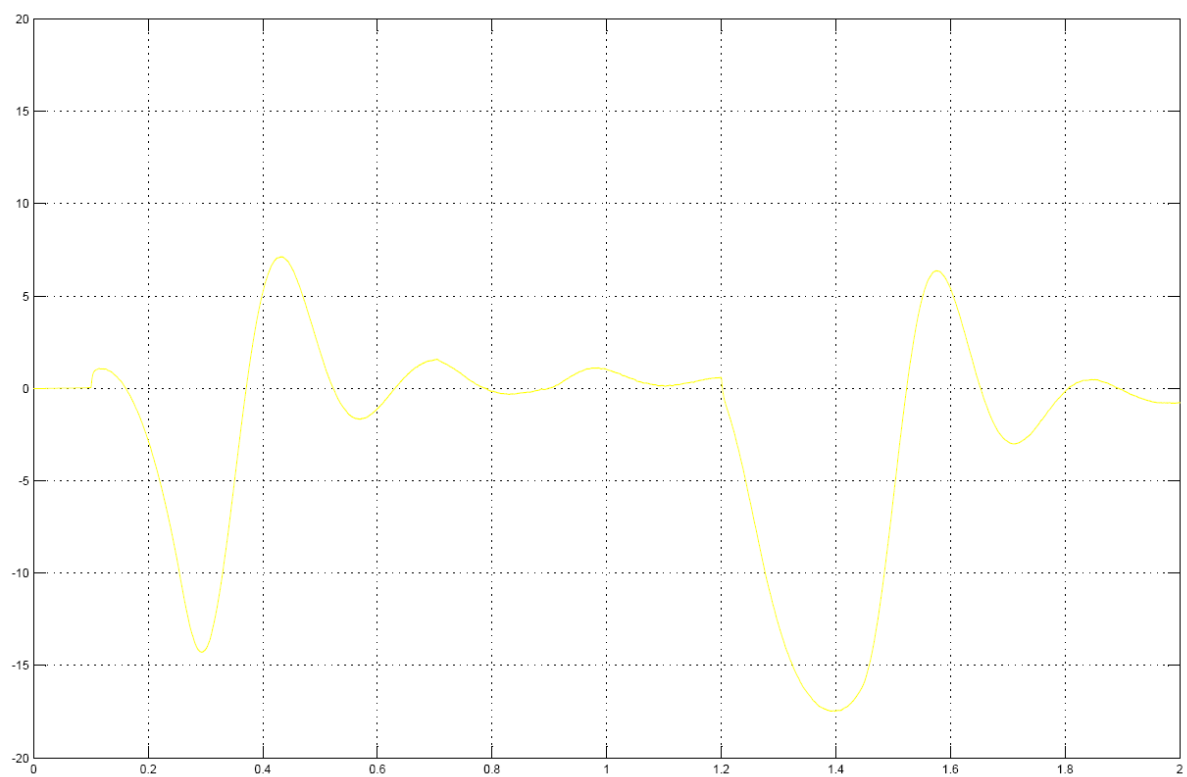
**Obr. 2.14.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti nízkých rychlostí



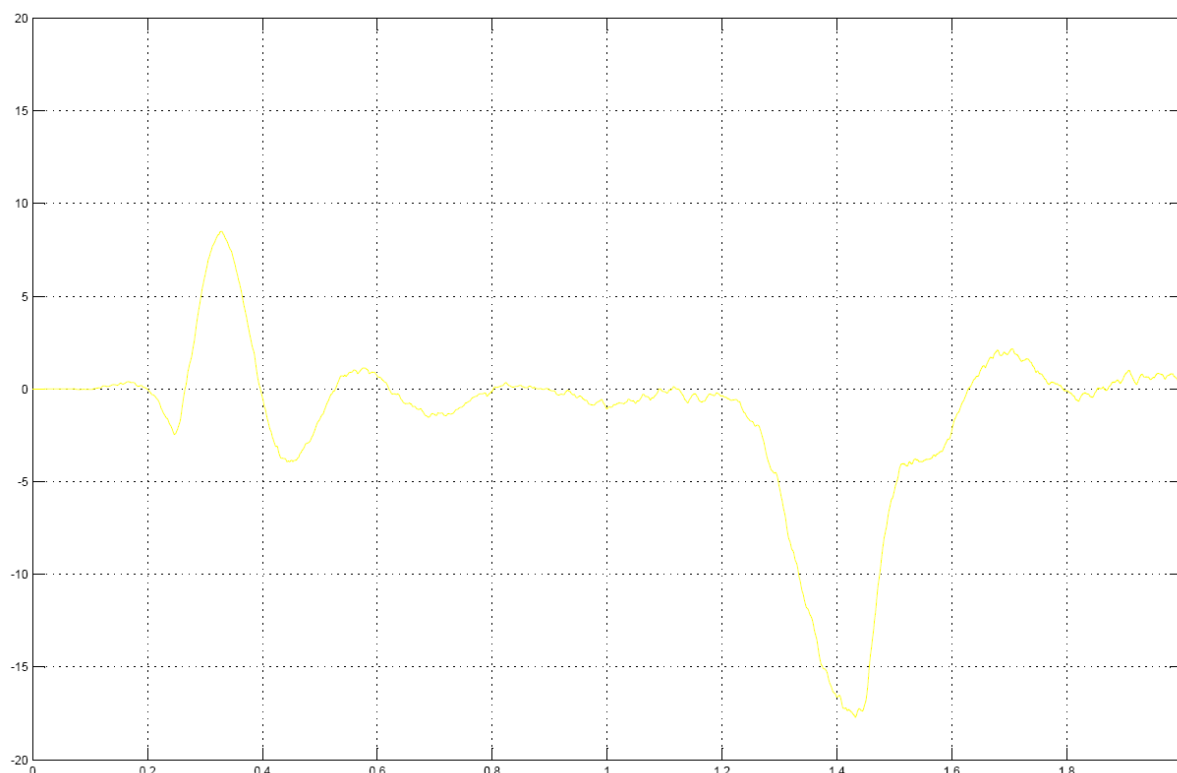
**Obr. 2.15.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]



**Obr. 2.16.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček  $[\text{min}^{-1}]$  v oblasti běžných rychlostí



**Obr. 2.17.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$   $[\text{min}^{-1}]$



**Obr. 2.18.** Rozdíl reálných otáček pohonu s čidlem otáček a bezsenzorového pohonu  $\Delta n_{sk}$  [ $\text{min}^{-1}$ ]

### 2.3. Simulace pozorovatele typu sliding mode se standardní maticí zesílení

Druhou simulovanou variantou stavového pozorovatele je SMO. Simulace bezsenzorového pohonu s pozorovatelem SMO byla provedena pro stejné požadované rychlosti, a se principiálně stejně navrženými hodnotami prvků matice  $\mathbf{G}$ , jak se uvádí v [19]. Nebylo však dosaženo očekávaných výsledků, proto byly jednotlivé koeficienty modifikovány tak, aby bylo dosaženo uspokojivějšího chování. Výsledné prvky matice  $\mathbf{G}$  nabývaly následujících hodnot (2-11) – (2-14).

Simulační schéma je v zásadě stejné jako u Luenbergerova pozorovatele, jen s tím rozdílem, že na diferenci mezi estimovaným a měřeným proudem je aplikována funkce signum. Z tohoto důvodu není součástí textu, ale jen přílohové části práce (příloha 1).

$$g_{1r} = \lambda(R_S L_R + R_R L_S) \quad (2-11)$$

$$g_{1i} = -3,5\hat{\omega}_r \quad (2-12)$$

$$g_{2r} = -\frac{2(R_R L_S - 4R_S L_R)}{L_h} \quad (2-13)$$

$$g_{2i} = \frac{1}{2\lambda L_h} \hat{\omega}_r \quad (2-14)$$

Algoritmus adaptace: zesílení (v modelu Gain2)  $K = 96$

## Vyhodnocení simulace

### 1. Oblast velmi nízkých otáček

Nevyhodnocována kvůli slabým výsledkům, hlavně velkému netlumenému kmitání i v ustálených stavech a tedy praktické nevyužitelnosti.

### 2. Oblast nízkých otáček – obr. 2.19. a 2.20.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 2,7 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,135$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,5 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,01$

### 3. Oblast běžných otáček – obr. 2.21. a 2.22.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 25 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,125$

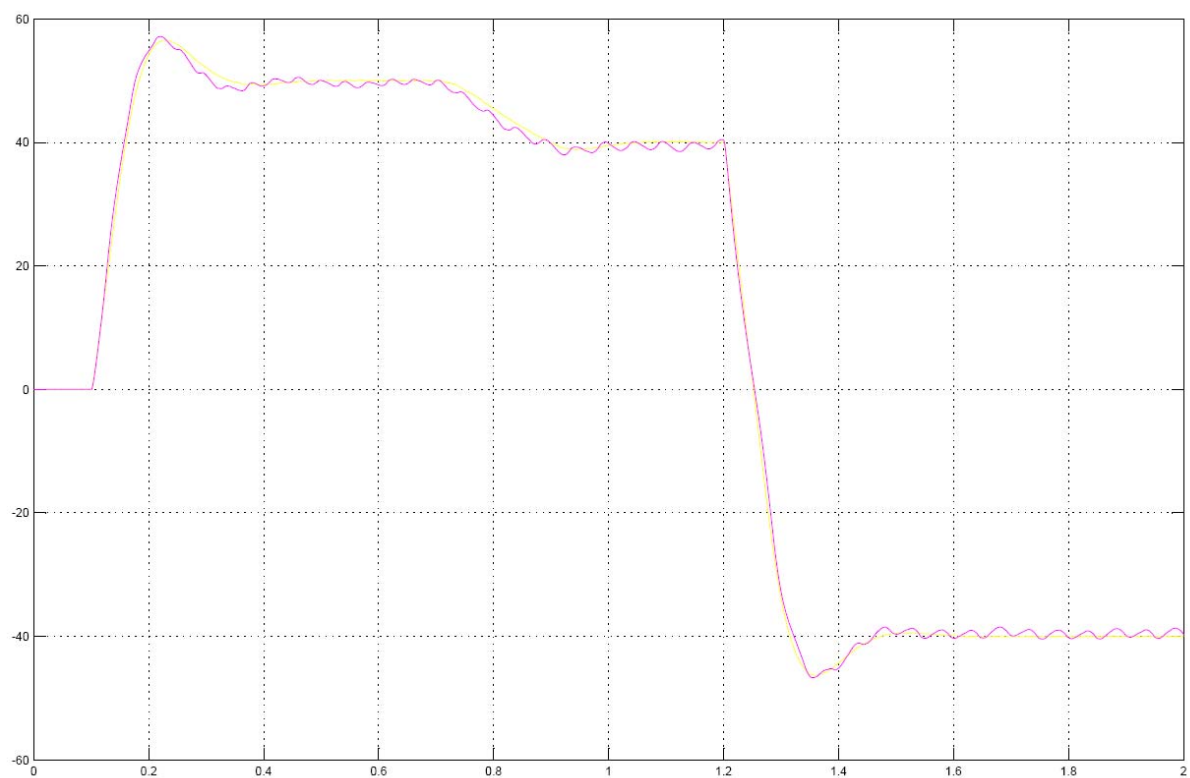
Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,5 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,001$

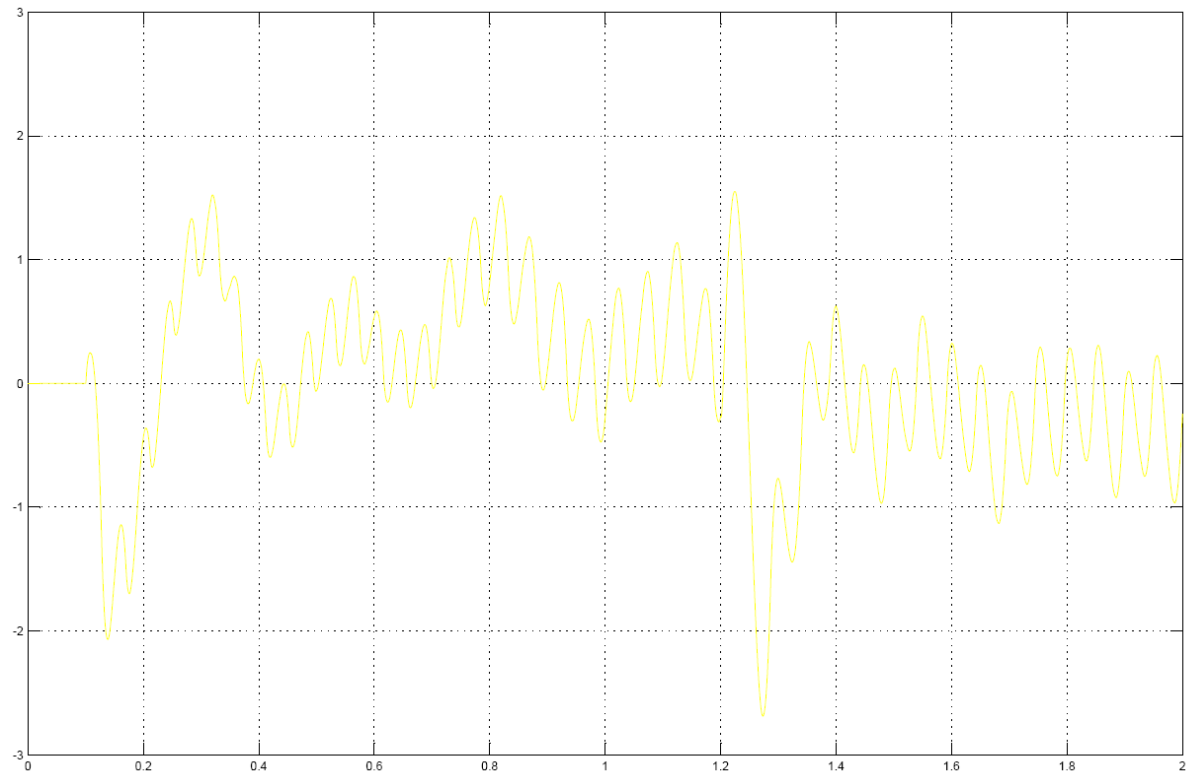
Základním rysem pozorovatele SMO navrženého podle uvedených předpisů je především kmitání odhadované rychlosti i v oblastech ustáleného chodu (patrné na obr. 2.20. i 2.22.). To je zřejmě dáno přítomností funkce  $\text{sgn}$ . Je sice možné je do určité míry eliminovat změnami koeficientů matice  $G$ , ale jen omezeně, protože poté se na úkor sníženého kmitání degraduje dynamika. Nejvíce nepříjemný je fakt, že zmíněné zvlnění má při všech rychlostech cca stejnou amplitudu. V oblasti velmi malých rychlostí to však znamená velké relativní odchylky a naprostou nepoužitelnost.

Tento negativní vliv, zásadním způsobem ovlivňující oblast použití takto navrženého pozorovatele, by jistě bylo možno odstranit další filtrací, ale i ta by ovlivnila dynamiku.

Na druhou stranu je třeba říci, že v oblastech běžných otáček je přesnost dostačující (obr. 2.21), jen o málo horší než v případě LO se standardní maticí  $G$ .

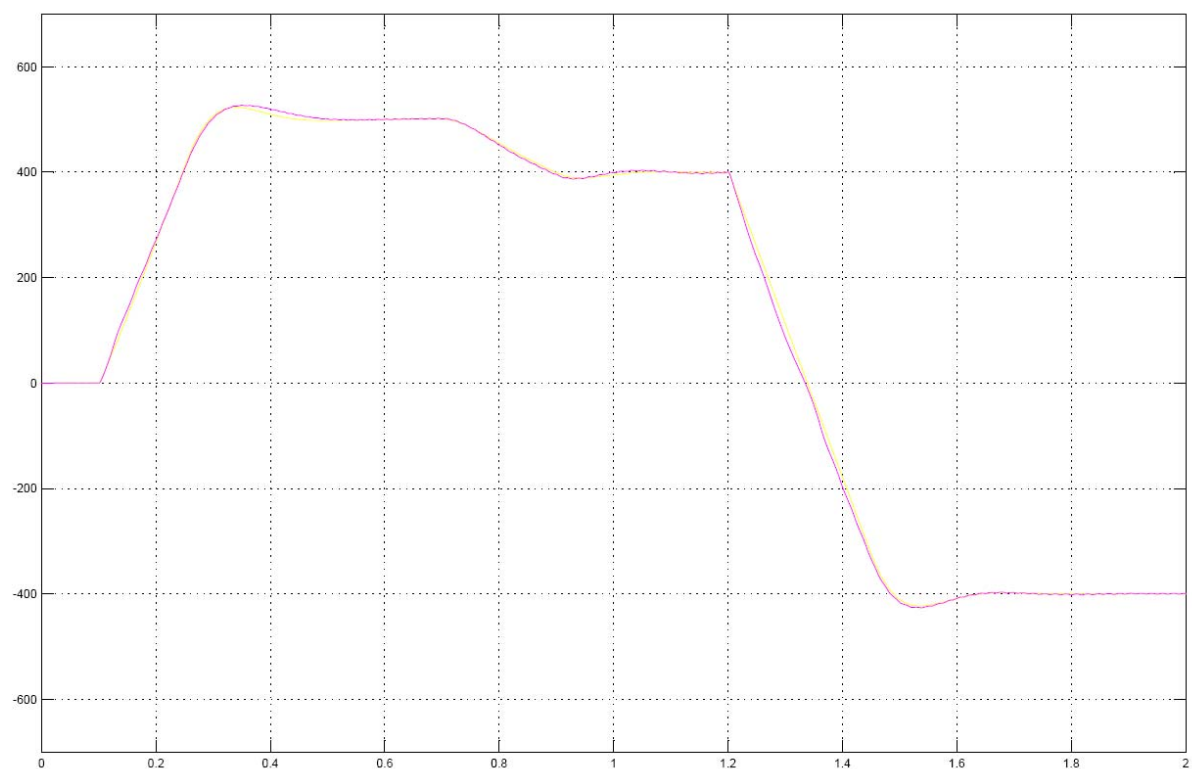


**Obr. 2.19.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček [ $\text{min}^{-1}$ ] v oblasti nízkých rychlostí

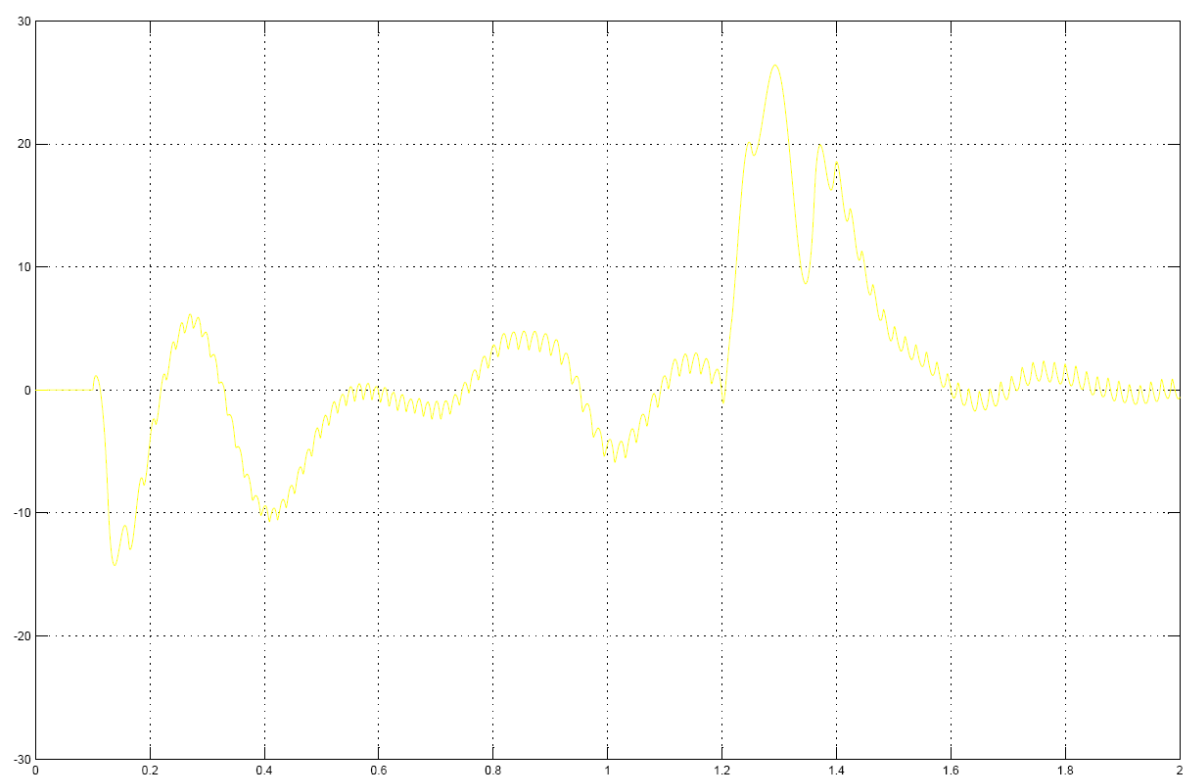


**Obr. 2.20.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [ $\text{min}^{-1}$ ]





**Obr. 2.21.** Estimovaný (červeně) a skutečný průběh (žlutě) otáček  $[\text{min}^{-1}]$  v oblasti běžných rychlostí



**Obr. 2.22.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$   $[\text{min}^{-1}]$

## 2.4. Simulace pozorovatele typu sliding mode s modifikovanou maticí zesílení

Ze stejného důvodu jako u předchozího případu je simulační schéma opět pouze součástí příloh (příloha 2). Konkrétní členy matice  $\mathbf{G}$  jsou uvedeny v rovnicích (2-15) – (2-18).

$$g_{1r} = -2 \quad (2-15)$$

$$g_{1i} = 0 \quad (2-16)$$

$$g_{2r} = -240 \left[ 2L_h - \frac{L_S L_R}{L_h} + \frac{L_R}{L_h} \frac{100R_R(L_h^2 - L_S L_R) + L_R(R_S R_R - 250^2 L_h^2)}{R_R^2 + 250^2 L_R^2} \right] \quad (2-17)$$

$$g_{2i} = -10 \cdot 250 \frac{[(R_R - 100L_R)L_h^2 + (R_S + 80L_S)L_R^2]L_R}{(R_R^2 + 250^2 L_R^2)L_h} \quad (2-18)$$

Algoritmus adaptace: zesílení (v modelu Gain2)  $K = 510$

### Vyhodnocení simulace

#### 2. Oblast nízkých otáček – obr. 2.23.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 8 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,16$

Ustálený chod

$|\Delta n| = 1,5 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,03$

#### 2. Oblast běžných otáček – obr. 2.24.

Dynamický chod

$|\Delta n| = 17 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,050$

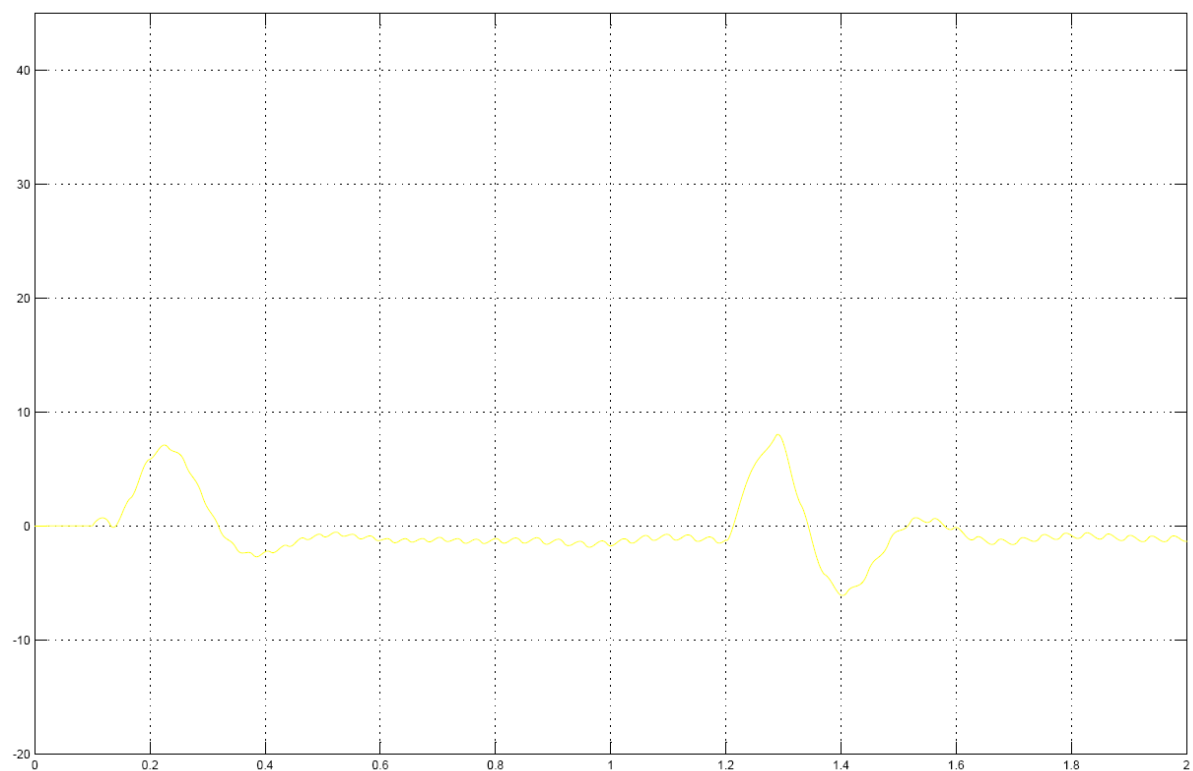
Ustálený chod

$|\Delta n| = 0,5 \text{ min}^{-1}$  což v uvedeném případě znamená  $\delta n = 0,001$

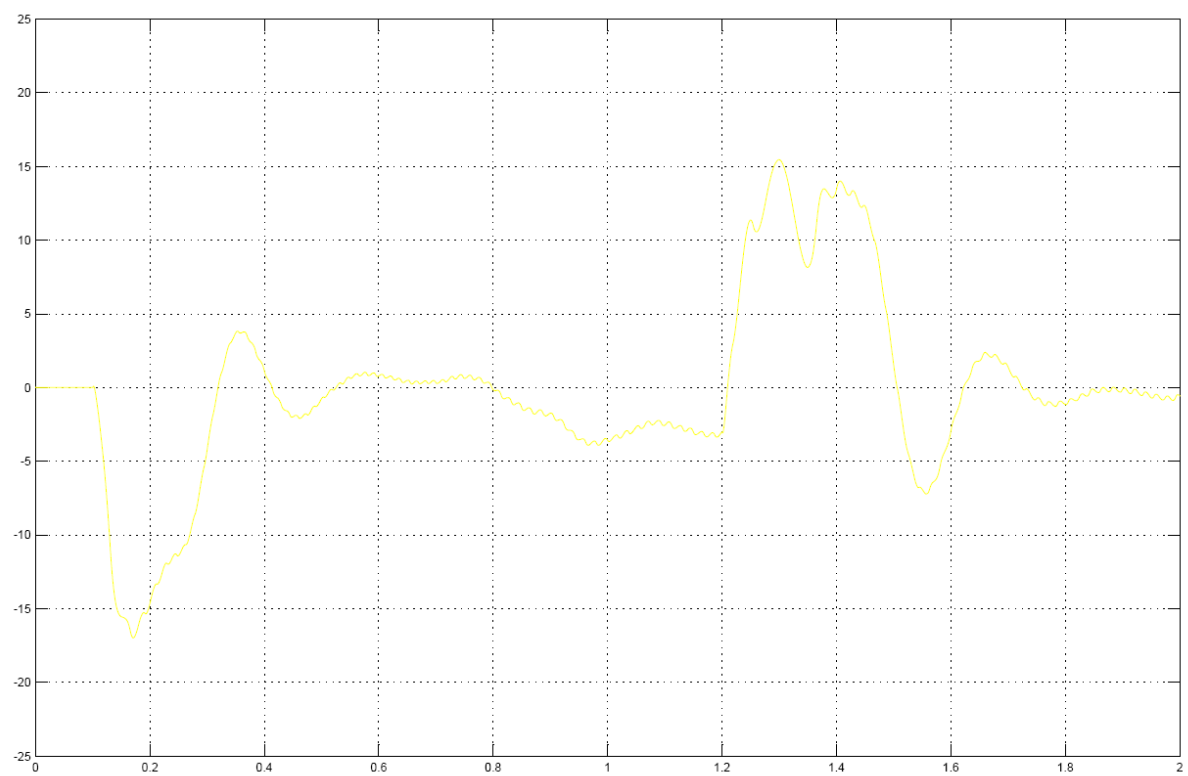
Překmity sice nejsou v oblasti nízkých rychlostí nijak dramaticky velké, nicméně narůstá jejich šířka a to znamená, že estimační algoritmus pracuje pomalu.

Míra zvlnění a velikost odchylek je v porovnání se standardním návrhem poněkud menší, ale při velmi nízkých otáčkách opět nabývá v poměru k rychlosti významných hodnot. V zásadě je tedy možné říci totéž co v případě SMO navrženého tzv. standardně. Takto navržený pozorovatel by byl vhodný pouze pro motor pracující v oblasti vyšších rychlostí.

Ačkoli je v porovnání se standardním SMO zjevná vyšší přesnost v oblasti dynamických dějů (rozjezd a reverzace), nedosahuje ani takto navržený SMO parametrů Luenbergerova pozorovatele. Z důvodu ne zcela uspokojivého chování nemělo ani smysl uvádět zde porovnání regulace s čidlem a bez čidla otáček.



**Obr. 2.23.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [min<sup>-1</sup>] pro provoz v oblasti nízkých otáček



**Obr. 2.24.** Rozdíl mezi skutečnými a estimovanými otáčkami  $\Delta n$  [min<sup>-1</sup>] při provozu v oblasti běžných rychlostí

## Závěr

Cílem této práce bylo analyzovat moderní metody řízení střídavých regulovaných bezsenzorových pohonů. Z důvodu značné rozsáhlosti této problematiky byl obšírně zkoumán pouze jeden z perspektivních přístupů, založený na tzv. pozorovateli. Tyto estimátory, pracující na základě stavového popisu asynchronního motoru, jsou totiž charakteristické kvalitními odhady v širokém spektru otáček. Cílem práce proto bylo zhodnotit chování vybraných variant v návaznosti na otáčky.

Za základní variantu byl vybrán zástupce skupiny deterministických pozorovatelů, konkrétně tzv. Luenbergerův pozorovatel. Vzhledem k tomu, že se obecně vyskytují dva různé postupy jeho návrhu, byly oba předmětem simulace.

První, využívající v matici zesílení  $G$  aktuální odhad rychlosti (tzv. standardní), vykázal určitou závislost přesnosti na aktuálních otáčkách. Při provozu pod 10 ot/min byla jeho přesnost již jen přibližná, což je v souladu s předpoklady [19]. V oblasti běžných provozních otáček byla jeho přesnost dostatečná.

Druhý přístup, využívající jen konstantní básovou rychlost, se ukázal jako velmi přesný ve všech oblastech rychlostí i stavů stroje (rozjezd, reverzace, ustálený stav), s relativní odchylkou řádově stejnou při libovolných otáčkách. Připočteme-li k tomu ještě výhodu jednodušší implementace a výpočetní jednoduchosti, lze tuto variantu považovat za velmi výhodnou.

Obě varianty LO byly po odladění implementovány do regulační struktury, kde své vlastnosti zjištěné při ladění potvrdily. Průběh bezsenzorové regulace otáček se od regulace s čidlem otáček lišil jen minimálně.

Co se týká pozorovatelů s plovoucím módem (SMO), které jsou v podstatě modifikací LO, existuje více popisů lišících se v různých ohledech (použité vztahné soustavě, přítomnosti či nepřítomnosti algoritmu adaptace). Zde simulované varianty SMO, založené na principiálně stejných základech jako uvedené varianty LO však nesplnily hlavně v oblasti velmi nízkých otáček předpokládané parametry. V oblasti běžných otáček se svým chováním LO kvalitativně přiblížily. Celkově vzato splnil Luenbergerův pozorovatel očekávání, v případě SMO tomu tak z uvedených důvodů zcela nebylo.

Z výsledků provedených simulací vektorově řízeného asynchronního motoru s estimátorem otáček založeném na pozorovateli stavu je tedy za určitých podmínek (vhodná oblast rychlostí) zřejmá možnost náhrady čidla otáček pozorovatelem, protože rozdíly mezi oběma variantami regulace byly zvláště v případě Luenbergerova pozorovatele zanedbatelné a pro velké množství aplikací zcela marginální. Toto platí vyjma oblastí velmi nízkých otáček, kde se relativní přesnost některých pozorovatelů (hlavně SMO) v průběhu dynamických i ustálených stavů znatelně degradovala.

Ačkoli simulovaný pohon vykázal při některých variantách bezsenzorového řízení velmi dobré regulační vlastnosti, bylo by pro úplnost vhodné realizovat i praktické měření, které by postihlo všechny reálné aspekty, včetně těch, které nebyly do simulace zahrnuty, a porovnat jeho výsledky s výsledky simulací. Jak vyplývá z některých prací, obsahoval by odhad rychlosti amplitudově malý šum. Dalšími modifikacemi, jako např. adaptací parametrů, odhadováním momentu zátěže a s tím spojená implementace mechanického modelu by mohly u variant, které nevykázaly příliš dobré vlastnosti (SMO) přispět k jejich zkvalitnění.

V rámci dalšího výzkumu zde řešené problematiky bezsenzorových pohonů považuji dále za důležité zaměřit se přednostně na složitější estimátory, založené především na přesnějších modelech, jež obsahují diferenciální rovnice neceločíselného řádu. Tato již relativně známá matematická technika je v poslední době s rostoucím zájmem aplikována hlavně u DC pohonů, nicméně i v oblasti AC pohonů se o ní začíná diskutovat.

## Literatura

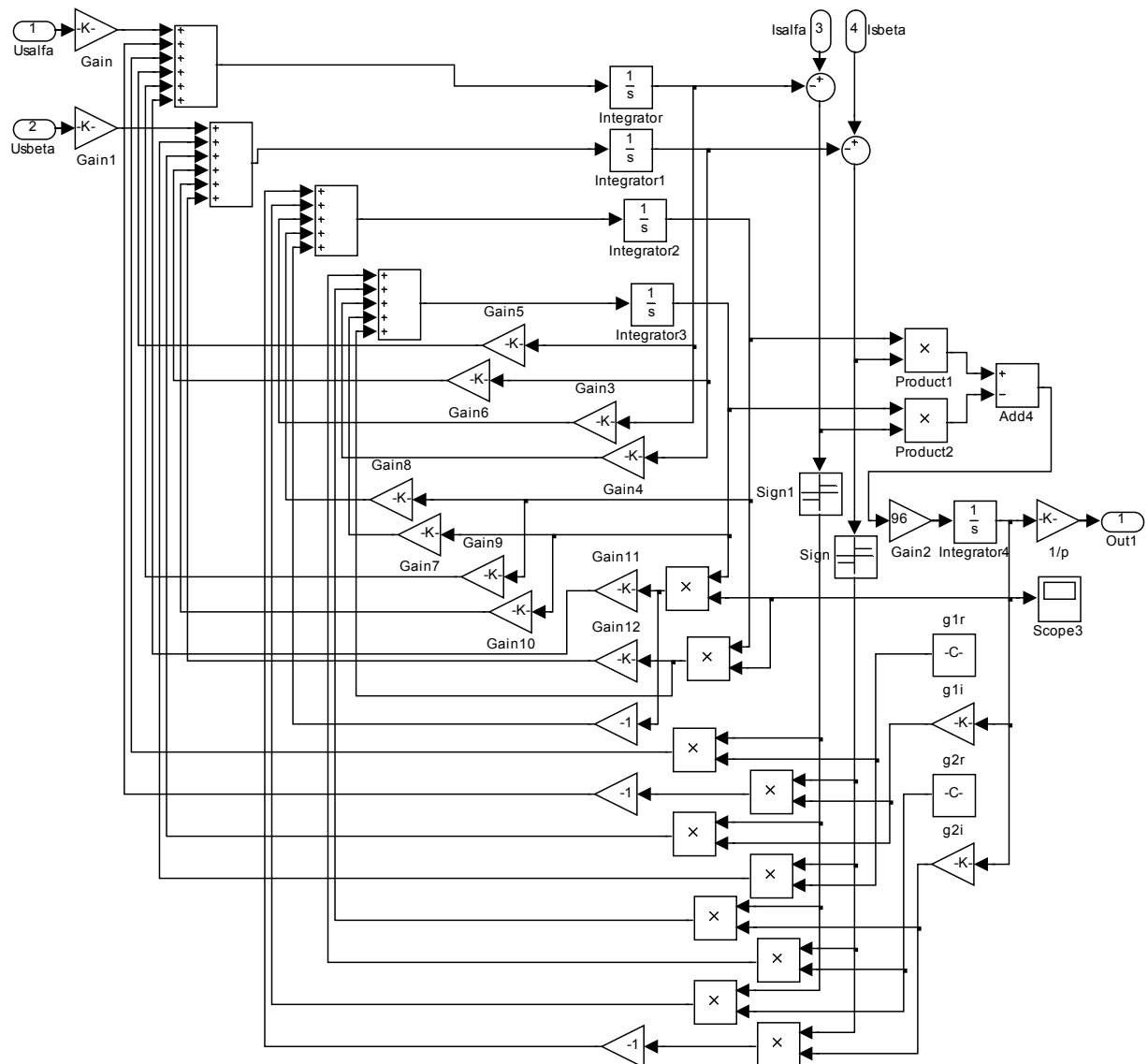
- [1] Abrate, M., et al. High speed sensorless fuzzy-like Luenberger observer. In *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE*. Charleston, SC, 1999, vol. 1, pp. 477 – 481. ISBN 0-7803-5421-4.
- [2] Blaha, P.: *Algoritmy pro bezsnímačové řízení asynchronních motorů*. Habilitační práce, FEKT VUT Brno, 2006.
- [3] Blaschke, F. The principle of field-orientation as applied to the new Transvektor closed-loop control system for rotating-field machines. *Siemens Review*, 1972, no. 34, pp. 217-220.
- [4] Bose, B.K. Modern power electronics and AC drives. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall PTR, 2002, 711 pp. ISBN 0-13-016743-6.
- [5] Brandštetter, P. *Elektrické regulované pohony III. Učební texty pro kombinované a distanční studium*. VŠB-TU Ostrava, 2005.
- [6] Boldea, I. - Nasar, S. A. *Electric drives*, USA : CRC Press LLC, 1999. ISBN 0-8493-2521-8.
- [7] Cirrincione, M., et al. An adaptive speed observer based on a new total least-squares neuron for induction machine drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2006, vol. 42, no. 1, pp. 89 – 104. ISSN 0093-9994.
- [8] Du, T. - Brdys, M.A. Implementation of extended Luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive. In *Power Electronics and Applications, 1993, Fifth European Conference on*. Brighton 1993, pp. 439 – 444, vol. 4.
- [9] Griva, G., et al. Optimization of fuzzy-like Luenberger observer for high speed sensorless induction motor drives using genetic algorithms. In *Industry Applications Conference, 2000*. Rome, 2000, pp. 1268 – 1274. ISBN 0-7803-6401-5.
- [10] Kadaník, P. *Řízení asynchronního motoru bez použití snímače rychlosti*. Dizertační práce, FEL ČVUT, Praha, 2004.
- [11] Lascu, Ch. - Boldea, I. - Blaabjerg, F. Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2006, vol. 53, no.1, pp. 57 – 65. ISSN 0278-0046.
- [12] Li, H. - Xuhui, W. - Guilan, C. General Adaptive Schemes for Resistance and Speed Estimation in Induction Motor Drives. In *Computers in Power Electronics, 2006. COMPEL '06. IEEE Workshops on*. Troy, NY, 2006, pp. 173 – 178. ISBN 0-7803-9724-X.
- [13] Luenberger, D. G. An introduction to observers. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 1971, vol. 16, no. 6, pp. 596–602. ISSN 0018-9286.
- [14] Mouna, B.H. - Lassaad, S. Speed Sensorless Indirect Stator Field Oriented Control of Induction Motor Based On Luenberger Observer. In *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, Montreal, Que., 2006, vol. 3, pp. 2473 – 2478. ISBN 1-4244-0496-7.
- [15] Neborák, I. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2002, 172 pp. ISBN 80-248-0083-7.
- [16] Zhou, R. – Lai, J.-S. Low-speed performance comparison of induction motor sensorless control methods. In *Computers in Power Electronics, 2000. The 7th Workshop on*, Blacksburg, VA, 2000, pp. 247 – 252. ISBN 0-7803-6561-5.
- [17] Stoicuta, O. - Campian, H. - Pana, T. The Comparative Study of the Stability of the Vector Control Systems That Contain In the Loop Luenberger and Kalman Type Estimators. *Automation, Quality and Testing, Robotics, 2006 IEEE International Conference on*. Cluj-Napoca, 2006, pp. 113 – 117. ISBN 1-4244-0360-X.

- [18] Vas, P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York: Oxford University Press, 1998, 730 pp. ISBN 0-19-856465-1.
- [19] Zhang, Y. et al. A comparative study of Luenberger observer, sliding mode observer and extended Kalman filter for sensorless vector control of induction motor drives. In *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009*. San Jose, CA, 2009, pp. 2466 – 2473. ISBN 978-1-4244-2893-9

## Seznam příloh

- |                  |   |
|------------------|---|
| <b>Příloha 1</b> | Simulační model SMO se standardní maticí <b>G</b>   |
| <b>Příloha 2</b> | Simulační model SMO s modifikovanou maticí <b>G</b> |

## Příloha 1





## Příloha 2

